TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III°
Anno XXV - Aprile 1953
NUMERO
4
LIRE 250

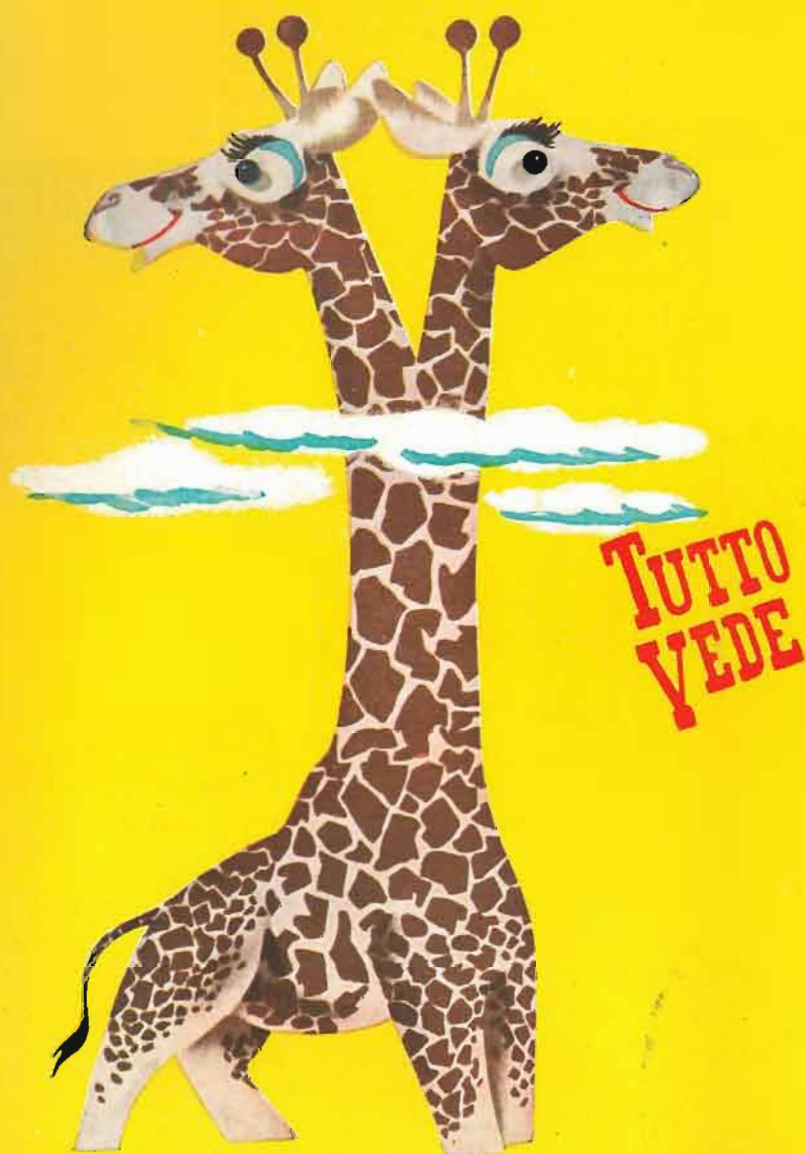
La valvola europea di qualità!

- VALVOLE **"MEDIUM"** (Rimlock E-U)
- VALVOLE **"9-BROCHES"** (Noval)
- VALVOLE **"TELEVISION"** (per T.V.)
- VALVOLE per trasmissione
- VALVOLE speciali e professionali
- VALVOLE raddrizzatrici a vapore di mercurio

AGENZIA PER L'ITALIA:

RADIO & FILM

MILANO - Via S. Martino, 7 - Telefono 33.788
TORINO - Via Andrea Provana, 7 - Tel. 82.366

CONSEGNE PRONTE

Gambirasio TV televisori-Milano

Via Fontana, 18 - Telef. 58.42.02 - 58.89.81

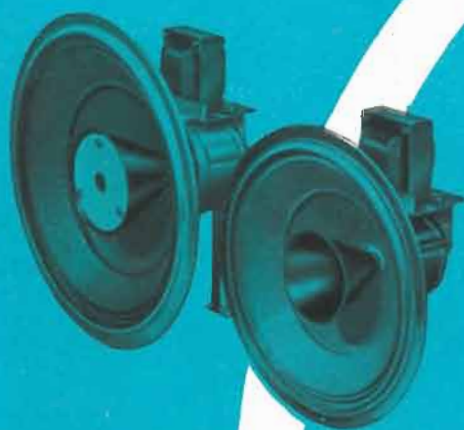
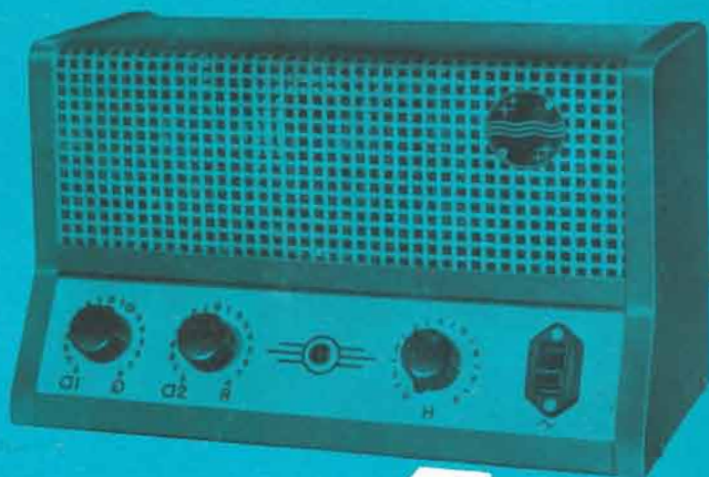
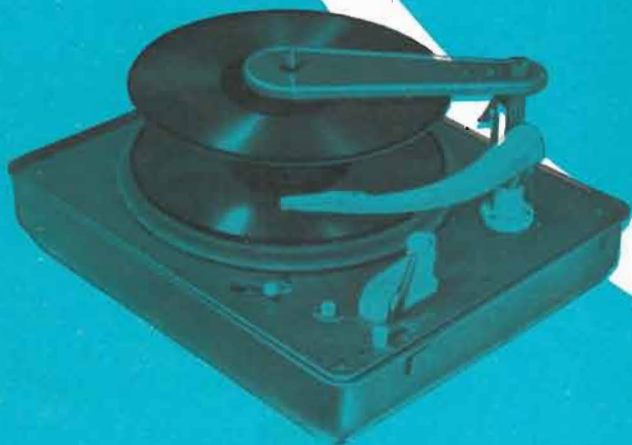
E' la prima organizzazione tecnico-commerciale sorta in Italia per favorire sempre più con proprie concessioni esclusive di rappresentanza e di vendita, la diffusione fra il nostro pubblico di televisori originali U.S.A. accuratamente prescelti per le doti di alta fedeltà e di minimo costo.

La GAMBIRASIO TV è sinonimo di serietà e di garanzia perchè perfettamente attrezzata a soddisfare le specifiche necessità e le nuove esigenze del pubblico ogni giorno più numeroso dei teleamatori italiani.

La GAMBIRASIO TV Vi ricorda le proprie grandi marche:

TECH-MASTER

Jackson

Sheraton

Microfoni magnetodinamici
Complessi di amplificazione sino a 70 W.
Altoparlanti magnetodinamici di potenza
Per la stagione 1952-53 PHILIPS presenta il più completo e vasto assortimento nel campo audio e video • Dai ricevitori per le normali radioaudizioni ai televisori, dai cambiadischi ai complessi di amplificazione, PHILIPS è garanzia di alta qualità per la tradizionale tecnica costruttiva che la rende famosa in tutto il mondo
Giradischi e cambiadischi a 3 o 2 velocità per microsolco e solco normale con rivelatore piezoelettrico

Valvole riceventi
Miniwatt
per qualsiasi applicazione (Rimlock, Noval, Miniatura, Serie Rossa, etc.)

Due modelli di televisori,
da tavolo e consolle

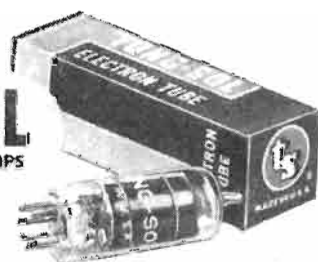
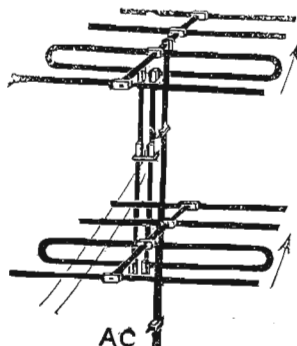
PHILIPS

Radiofonografi, ricevitori da 4 a 14 valvole, apparecchio portatile con alimentazione dalla rete od a batteria, autoradio

FONOPRESS

IMPORTATORI DIRETTI
DI TUTTA LA GAMMA DI

**CINESCOPI "TUNG-SOL"
PER TELEVISIONE**

FONOPRESS

MILANO - Via S. Martino, 7 - Telef. 33.788
TORINO - Via Mazzini, 31 - Telef. 82.366
R O M A - Via XX Settembre, 4 - Tel. 483.502

La Ditta

M. MARCUCCI & C. - Milano

VIA FRATELLI BRONZETTI, 37 - TELEFONO 52.775

invita i suoi affezionati clienti a visitarla alla Fiera di Milano al posteggio n. 33439 nel nuovo Padiglione N. 33 (primo piano - secondo salone) Radio Televisione, dove troveranno esposti i campioni dei suoi articoli e delle novità prodotte nell'annata.

TELEVISIONE: oltre al televisore di sua produzione, presenta i relativi pezzi staccati: Tubi, Telai, Mobili, Mascherine, Spine, Prese, ecc.; inoltre i tavolini appositi, le antenne e i regolatori di tensione.

RADIO: vari tipi di apparecchi radioriceventi, tipo a c.c. e c.a., portatili, nuovo modello Alba M.65, autoradio, scatole montaggio, regolatori di tensione per radio, per rasoi elettrici, mascherine, valvole, zoccoli normali, in ceramica e per valvole trasmittenti, tutti gli accessori.

AMPLIFICAZIONE: Trombe a diffusione e esponenziali, unità esponenziali tipo Micron, attacchi spine e prese in gomma infrangibili, attacchi coassiali schermati a vite tipo di alta classe, microfoni a nastro e piezoelettrici di nuova forma e di alta fedeltà.
Apparecchi interfonici, custodie in bakelite per altoparlanti.

Alle Ditte che ne sono sprovviste, si spedisce su richiesta il Catalogo N. 52 e Listino N. 53.

Nastri Magnetici "SCOTCH"
Sound Recording Tape

Minnesota Mining & MFG. Co. S. PAUL - Minn.

Lo "SCOTCH" nastro magnetico per riproduzioni sonore possiede **anche** queste caratteristiche costruttive

- UNIFORMITÀ DI TUTTE LE BOBINE - Il controllo della superfice magnetica assicura un costante rendimento.
- NASTRO SOTTILISSIMO - Resistente alla temperatura ed alle variazioni di umidità.
- NON SI ARRICCIA NON SI ARCUA - Il nastro rimane piano contro la testina magnetica insensibile alle variazioni atmosferiche.
- UNIFORMITÀ DELLA SUPERFICE MAGNETICA - Nessuna "caduta" nella registrazione dovuta a irregolarità.
- MAGGIOR DURATA - Uno speciale processo lubrificante riduce l'attrito.
- MAGGIORE SELETTIVITÀ - Maggior rendimento del vostro apparecchio.

REG. U. S. PAT. OFF.
SCOTCH
BRAND
SOUND RECORDING TAPE

IMPORTANTE: Vi sono molte marche di nastri magnetici. Insistete sullo "SCOTCH" il nastro *lubrificato* che garantisce la massima fedeltà, chiarezza di riproduzione ed assenza di distorsioni. Il più usato nel mondo.

in vendita presso i migliori rivenditori

Distributori esclusivi per l'Italia: ***VAGNONE & BOERI*** - VIA BOGINO, 9/11 - TORINO

La

"BAIRD TELEVISION"

presenta alla **FIERA DI MILANO**

nel **PADIGLIONE DELLA RADIO E TELEVISIONE - STAND n. 33453**

i nuovi Televisori costruiti espressamente per lo **Standard Italiano** le cui qualità insuperabili di luminosità e dettaglio d'immagine sono dovute all'uso di tubi a raggi catodici alluminizzati. L'impiego di tubi e valvole della « **EDISON-SWAN** » è garanzia che queste caratteristiche rimangono inalterate per un lungo tempo di esercizio

e

i registratori del suono magnetici a doppia traccia « **BAIRD** » **Mark II**, che con le loro caratteristiche di alta fedeltà possono essere classificati tra i migliori registratori professionali.

CERCANSI ESCLUSIVISTI ZONE LIBERE

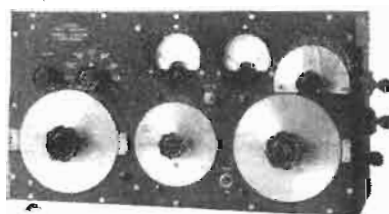
UFFICIO VENDITA:

AREL S.r.L. - Via Calamatta 10 - Tel. 53.572 - MILANO

S. E. M. di F. Modugno

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA - APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE DI PRECISIONE

Piazza dell'Emporio, 16 • ROMA • Telefono n. 59.48.87

Ultra-Low-Frequency
BAND-PASS FILTER
Mod. 330-A
KROHN - HITE INSTRUMENT COMPANY

« Q » METER - Tipo 31-A
100 kHz - 30 MHz
SAMWELL & HUTTON Ltd.

CAMPIONE PRIMARIO DI FREQUENZA
Tipo 761
AIRMEC Ltd.

Comprende: 1 oscilloscopio per paragone visivo della frequenza; 1 circuito di battimento ed altoparlante per paragone auditivo; orologio elettrico sincrono.

Oscillatore principale: controllato a quarzo di 100 kHz in termostato.

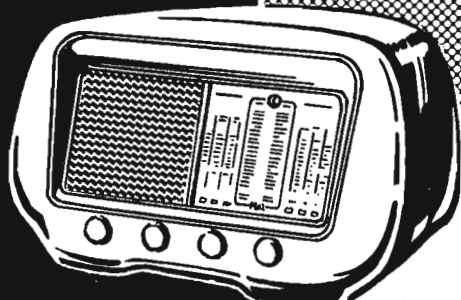
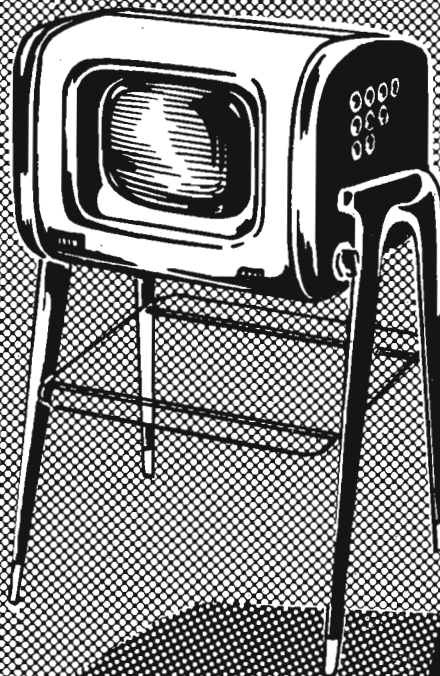
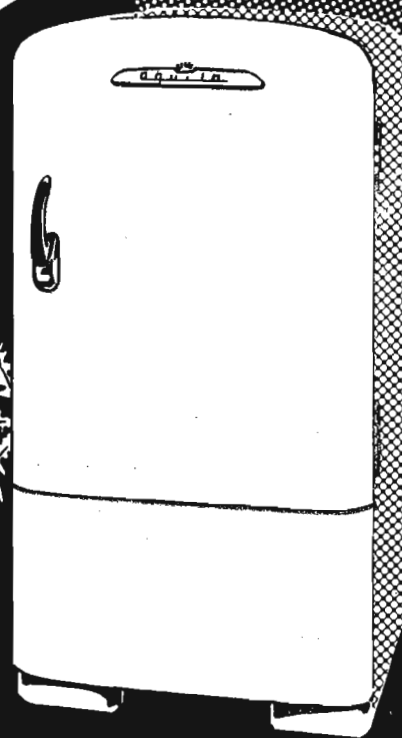
Precisione: migliore di 0,000001.

VASTO ASSORTIMENTO DI STRUMENTI ED APPARECCHIATURE PER TUTTE LE ESIGENZE DEI SIGNORI TECNICI

Concessionario esclusivo di vendita per il Lazio e gli Enti Statali italiani delle apparecchiature americane

Millen, Jackson e Browning

Agente di vendita delle apparecchiature delle seguenti altre industrie radioelettriche inglesi:

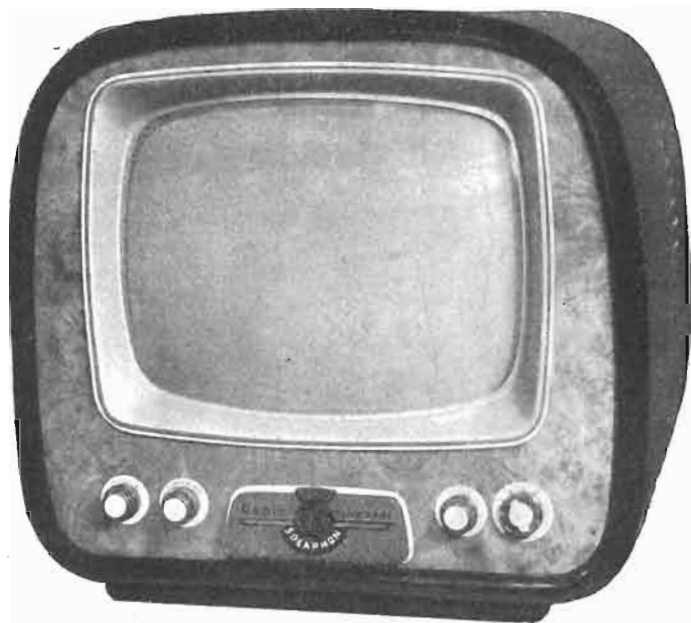
Pye Ltd. - Taylor Electrical Instruments Ltd.
Southern Instruments Ltd. - Nagard Ltd.

S. A. INDUSTRIALE

LUIGI COZZI DELL'AQUILA

DIREZIONE GENERALE: VIALE LIGURIA, 26 - MILANO

AGENZIE:

BARI, Corso Vitt. Emanuele, 167 - CAGLIARI, Via dei Mille, 1 - CHIETI, Via De Lollis, 2 - FIRENZE, Via Roma, 1 - NAPOLI, Via A. Diaz, 54 - PADOVA, Via Mantegna, 2 - PALERMO, Piazza Giuseppe Verdi, 66 - ROMA, Via Adige, 86 - SENIGALLIA, Via Dalmazia, 4 - TORINO, Via Pietro Micca, 21

....due nuovi prodotti

TELEVISORE mod. 2105

— 21 valvole più tubo da 17 pollici
— Gruppo A.F. a 5 canali
— Trasformatore di alimentazione per 110 - 120 - 140 - 160 - 220 - 280 volt

SCATOLA DI MONTAGGIO (senza mobile) completa di valvole e tubo da 17 pollici. Il gruppo A.F., i telai video suono sincronismo orizzontale sono già montati e tarati.

Assistenza tecnica a tutti gli acquirenti.

Prezzo completo . . . . L. 110.000

Prezzo senza valvola e senza tubo . . . . L. 65.000

Mod. 510.2 - Supereterodina a 5 valvole
— Onde medie e corte

SCATOLA DI MONTAGGIO completa di valvole e mobile
L. 12.000

APPARECCHIO MONTATO completo di valvole
L. 13.000

Mod. 510.2

Tutti i nostri prodotti sono garantiti

MATERIALE E SCATOLE DI MONTAGGIO PER

A richiesta inviamo catalogo illustrato e listino prezzi

STOCK RADIO

FORNITURE ALL'INGROSSO E AL MINUTO PER RADIO COSTRUTTORI

Via P. Castaldi, 18 • **MILANO** • Telefono 27.98.31

TRENT'ANNI DI ATTIVITÀ
IMPIANTI IN CAVO
610.000 km/BICOPPIA / 14.600 km/ANIMA COASSIALE
1921
1952

S. R. L.

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

CORSO XXII MARZO 6 • **MILANO** • TELEFONO 58.56.62

VOLTMETRO AMPLIFICATORE A LARGA BANDA
Mod. 349

Campo di frequenza: da 20 Hz a 3 MHz.
Portate di fondo scala: 5 - 15 - 50 - 150 - 500 mV; 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 V.
Precisione di taratura: 3 %.
Impedenza d'ingresso: 3 MΩ.
Capacità d'ingresso: circa 15 pF.
Valvole impiegate: Az41 - EL41 - EF40 - 4697 - EBC41 - EF42 - EF42.
Ponte rivelatore con diodi tipo 1N34.
Dimensioni: 380 x 280 x 250 mm.
Peso: kg. 11 circa.

ANALIZZATORE 20.000 Ω/V
Mod. 851

Misura di tensioni CA: da 0,5 V a 5 kV in 6 portate.
Misura di tensioni CC: da 100 mV a 5 kV in 7 portate.
Misura di intensità CA: da 0,5 mA a 10 A in 6 portate.
Misura di intensità CC: da 10 μA a 10 A in 8 portate.
Misuratore d'uscita: 5 portate.
Misure di resistenza: da 0,5 Ω a 30 MΩ in 3 portate.
Campo di frequenza: sino a 20 kHz.
Dimensioni: 230 x 200 x 90 mm.
Peso: kg. 2,800 circa.

VOLTMETRO ELETTRONICO
Mod. 149

Campo di frequenza da 20 Hz a 200 MHz.
Portate di fondo scala: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 V CC e CA.
Precisione taratura: CC 2,5 % - CA 3 %.
Impedenza ingresso CA equiv. 10 MΩ parallelo 4,5 pF.
Resistenza ingresso CC 10 MΩ oppure
Valvole impiegate: EA50 - 6SL7 - 1456 - 6X5 - 6SJ7 - 7475 - 6J5.
Alimentazione CA per tensioni di rete da 110 a 220 V.
Dimensioni: 380 x 280 x 250 mm. - Peso: 10 kg. circa.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

4

APRILE 1953

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Amministratore unico . . . . **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile . . . . . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e il supplemento « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

La fase finale della fabbricazione di una serie di tubi « rimlock ». Nella fotografia è rappresentata una grande macchina rotativa per la vuotatura e la chiusura dei tubi stessi, in funzione negli stabilimenti della N.V. Philips Gloelampenfabrieken di Eindowen - Olanda.

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

S I A E

VIA DELLA TORRE 39 • **MILANO** • TELEFONO 28.74.10

OSCILLOSCOPIO
Mod. 431 A

CARATTERISTICHE:

ASSE Y
3 d - b fra 30 Hz

SENSIBILITÀ
40 mVeff | cm

ASSE X
30 Hz - 100 kHz

SONDA PER RF

DIMENSIONI: 160 x 260 x 210 mm.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Ricetrasmettitore professionale portatile

a cura di VITTORIO LUALDI (i1DCF) e del dott. ing. FRANCO SIMONINI (i1JK)

INTRODUZIONE

Presentiamo un tipo di ricevitore-trasmettitore che, se non presenta particolari novità per quanto riguarda lo schema elettrico, potrà interessare senz'altro per ciò che si riferisce alla costruzione in sè nei criteri pratici che sono stati seguiti.

Le caratteristiche di un apparato portatile per comunicazioni si possono grosso modo riassumere nei seguenti punti:

— Compattezza e leggerezza di realizzazione.

— Ridotto consumo.

— Facilità nell'adattarsi a qualsiasi tipo di antenna di fortuna.

— Il funzionamento in fonia perchè le condizioni del terreno possono proibire una facile manipolazione e anche perchè il QRM locale può raggiungere tali livelli da impedire quella ricezione tranquilla che è indispensabile per la buona comprensione dei segnali telegrafici. D'altra parte in casi di emergenza chiunque deve essere in grado di poter effettuare con facilità le operazioni necessarie al collegamento.

— La robustezza e la costruzione professionale. Sia per la già ricordata possibilità di impiego da parte di personale non specializzato sia perchè le condizioni del terreno possono mettere a dura prova l'apparato, è necessaria una costruzione di tipo particolare.

Tutti i componenti di una certa massa vanno solidamente ancorati allo chassis. La disposizione poi deve essere curata in modo da disporre le parti più pesanti vicino al bordo dello chassis. Quest'ultimo deve essere composto di robusta lamiera di alluminio e possibilmente saldato in modo da aumentare per quanto possibile la rigidità dell'insieme. Vale la pena di ricordare che i tedeschi hanno realizzato la costruzione dell'UKW per carri armati in fusione di lega leggera.

Tutti i componenti vanno fissati con rivettini se possibile o con bulloni e viti che oltre a venir assicurato con una buona ranella grower devono pure subire il trattamento a base di « goccia di vernice » speciale allo scopo di impedire che le vibrazioni possano provocare l'allentamento di qualche componente ed aumentare di conseguenza tutte le vibrazioni.

La costruzione deve inoltre permettere la dissipazione di un numero di watt tali da permettere un certo margine di sicurezza a questo riguardo.

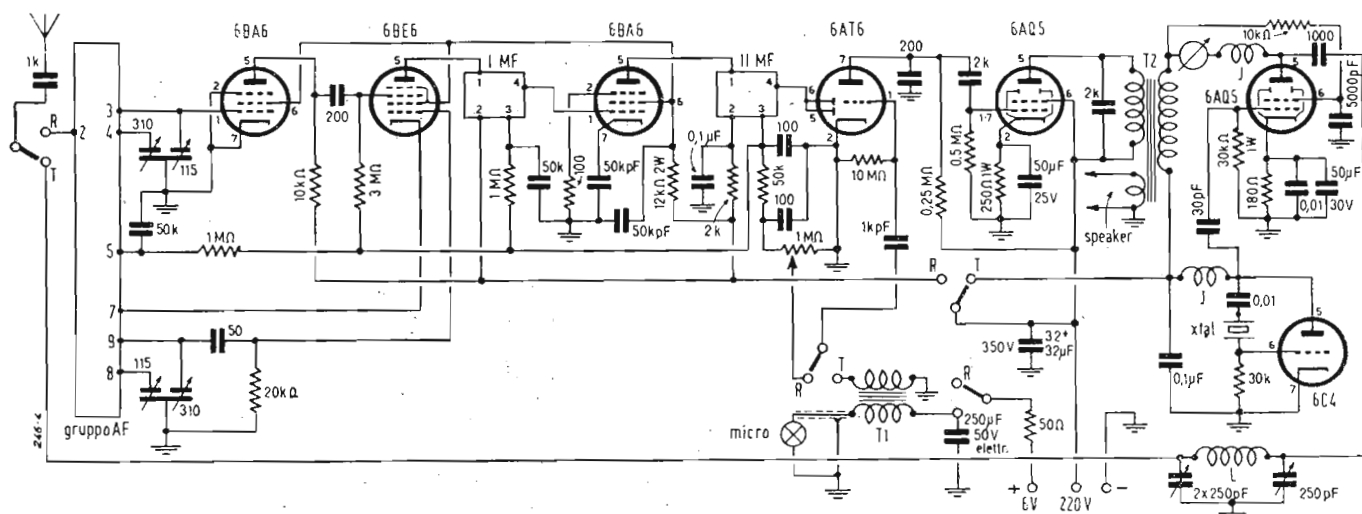
Le condizioni di fortuna possono infatti imporre il funzionamento con temperatura ambientale notevolmente superiore al normale.

I componenti d'altra parte vanno scelti con cura particolare tenendo conto della loro robustezza, del grado di miniaturizzazione e del loro limite di resistenza agli agenti atmosferici. Quest'ultimo ha una notevole importanza specie per quanto riguarda la resistenza alla formazione di funghi in presenza di atmosfera umida. Si ricorda a questo proposito il caratteristico trattamento che subivano i mezzi destinati all'uso bellico.

— Facilità di effettuare la commutazione dalla trasmissione alla ricezione e possibilità di trasportare con eguale facilità il microtelefono ad una certa distanza a mezzo di un cavo. Funzionamento quindi su bassa impedenza e commutazione a mezzo di relè di piccole dimensioni e di ridotto consumo.

Questa caratteristica del portatile ha grande importanza naturalmente nel funzionamento di fortuna.

— Possibilità di inserzione del ricevitore sulle lunghezze d'onda relative alle stazioni di radio diffusione.

Questo servizio infatti se serve a completare in un certo senso l'apparato permettendo la ricezione dei programmi di diffusione ha d'altra parte grande importanza per quanto riguarda l'eventuale servizio di emergenza e professionale del portatile (ricezione di bollettini metereologici etc.). Questo servizio richiede una presa a bassa impedenza per l'altoparlante ausilia-

Schema elettrico del ricetrasmettitore portatile. Le principali caratteristiche si possono riassumere in: compattezza e leggerezza di realizzazione, ridotto consumo, funzionamento in fonia, robustezza e costruzione « professionale ».

rio avvolta sul trasformatore di modulazione.

LO SCHEMA ELETTRICO

Il ricevitore (vedi fig. 1) è composto da 5 tubi miniatura e precisamente:
1 6BA6 amplificatrice a r.f.;
1 6BE6 convertitrice;
1 6BA6 amplificatrice di media frequenza;
1 6AT6 rivelatrice;
1 6AQ5 finale di bassa frequenza.

Lo schema è del tutto convenzionale, unica novità se così la si può chiamare l'entrata aperiodica sulla griglia della convertitrice che, se permette una migliore selettività con l'intervento di una preamplificatrice a RF, elimina in parte il fenomeno di trascinamento da parte dei segnali più forti.

Il gruppo, predisposto per questo servizio, possiede una gamma per le onde medie e due di corte più la posizione per il fono che naturalmente non viene utilizzata.

Il comando di sintonia è demoltiplicato in rapporto $1 \div 3$ a mezzo di un sistema di demoltiplica coassiale.

La commutazione dell'entrata di aereo viene comandata tramite un relè isolato in ceramica. I trasformatori di media frequenza sono stati scelti di tipo con dimensioni ridotte ma facendo un compromseso con la qualità e l'efficienza professionali. Lo chassis è stato forato in corrispondenza delle viti di regolazione in modo da permettere con facilità la taratura.

Il comando di bassa frequenza viene escluso nel funzionamento in trasmissione e viene invece inserito il trasformatore microfonico a mezzo di un relè che provvede inoltre a staccare l'alimentazione microfonica a 6 V durante la ricezione.

In parallelo al primario del trasformatore di modulazione è stato posto un condensatore da 2000 pF allo scopo di tagliare le frequenze più alte di modulazione. E' infatti vietato di trasmettere con una banda superiore ai 3 kHz.

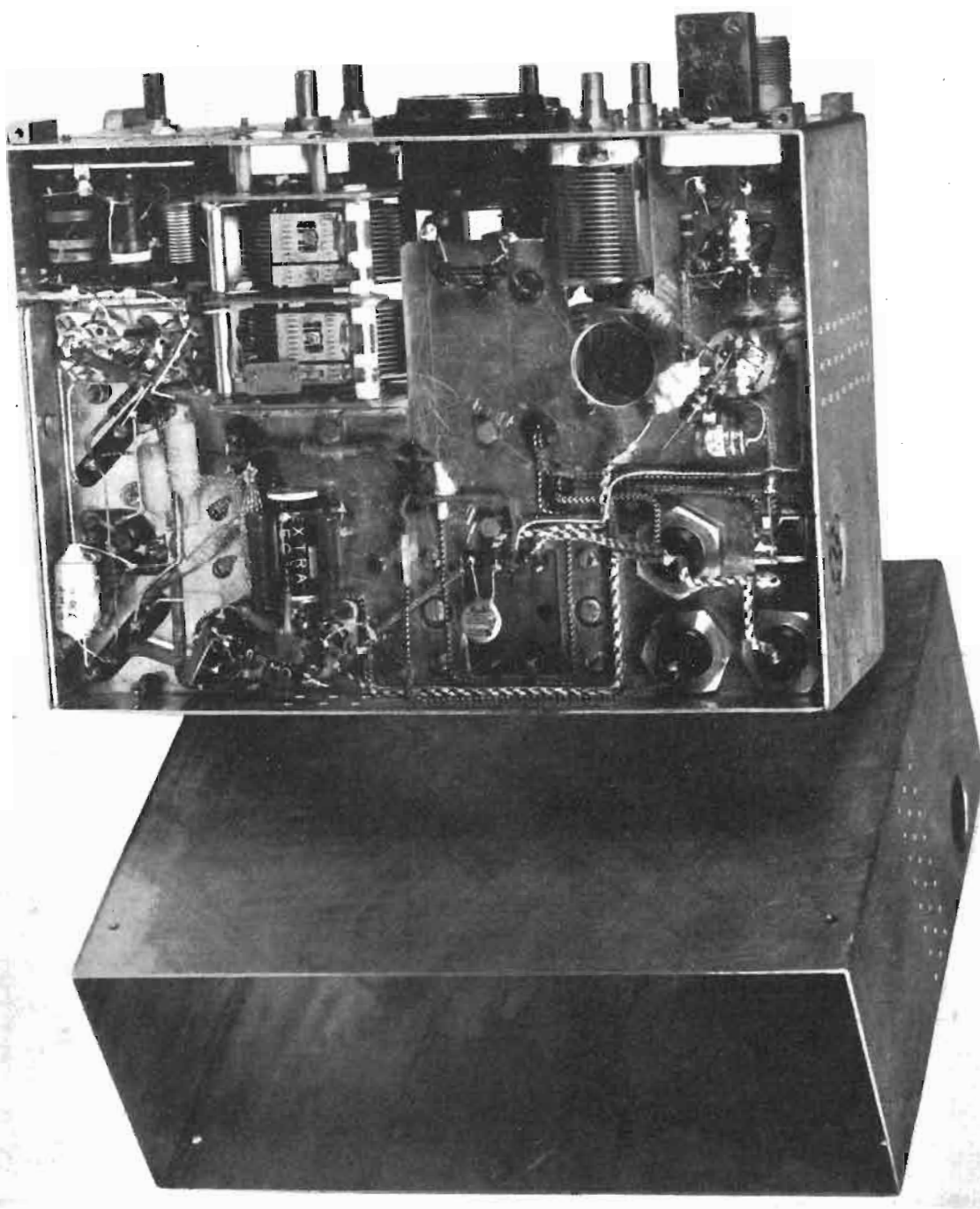
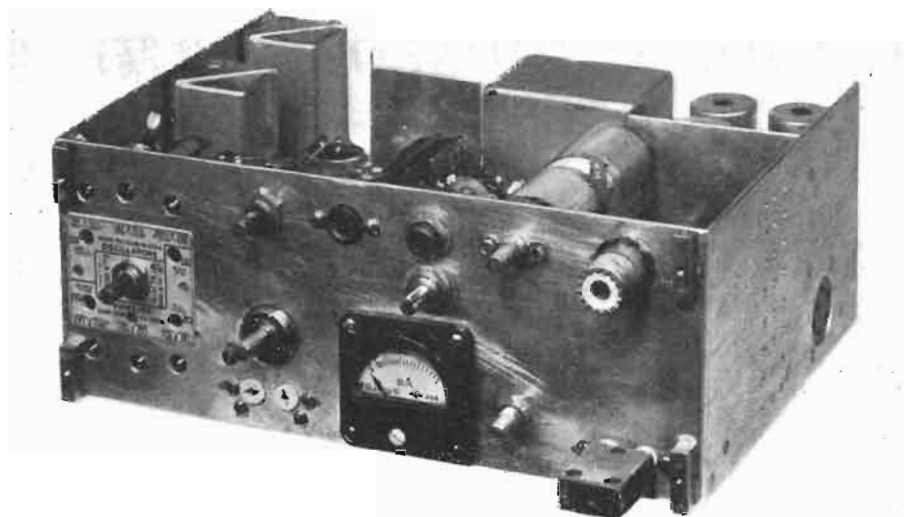
Nel trasformatore di modulazione è previsto un secondario a 2,5 ohm che fa capo ad una presa a jack.

Un contatto di scambio dei relè di commutazione inserisce l'alimentazione alla parte trasmittente.

Essa si compone di 2 tubi:
1 6C4 oscillatrice;
1 6AQ5 amplificatrice di RF.

La 6C4 è montata come oscillatrice di tipo Pierce a xtallo e la 6AQ5 molto semplicemente ha posto in placca un circuito di sintonia a pi-greco.

Le condizioni di sintonia vengono indicate da uno strumento inserito sulla placca.

Un condensatore da 0,01 μF a mica in parallelo con un 50 μF elettrolitico fa da derivazione alla resistenza di catodo da

180 ohm. Questo gruppo RC provvede ad una polarizzazione base che costituisce una sicurezza per il tubo finale nel caso che per qualche motivo venisse a mancare l'eccitazione. Il secondario del trasformatore di modulazione è previsto per un'impedenza di 5.000 ohm.

La modulazione è di placca e griglia schermo. I 5.000 pF sullo schermo servono a cortocircuitare le frequenze radio verso massa.

Il filtraggio è stato convenientemente curato con 64 μF (2 × 32) 350 V lavoro posti in derivazione alla anodica. Essi completano il circuito di filtro dell'alimentatore e provvedono a fugare a massa gli eventuali disturbi captati dai fili di collegamento.

Pure i 6 V di corrente di batteria vengono ripuliti da eventuali tracce di ronzio generato dall'alimentatore a mezzo di una resistenza da 50 ohm ed un condensatore da 250 μF, 12 V, elettrolitico. Questo filtraggio è estremamente importante ai fini di una buona emissione.

Il microtelefono di cui si è fatto uso permetterà la commutazione al funzionamento trasmissione a mezzo di un pulsante che inserirà i relè sulla alimentazione a 6 V di filamento. Il consumo complessivo è di 250 mA.

La capsula telefonica è stata inserita sull'uscita a 2,5 ohm del trasformatore di uscita. L'impedenza era di 2 × 27 ohm (tipo telefonico).

LA COSTRUZIONE

Le foto riportate indicano come è stato costruito lo chassis.

In particolare una di esse dà un'idea del retro dello chassis e del doppio pannellino frontale nonchè dei quattro rettangolini di ottone che convenientemente maschiati servono a fissare lo chassis.

Come si vede il condensatore variabile è solidamente ancorato allo chassis contribuendo così ad irrigidire il complesso.

Tutto il cablaggio è stato fatto con filo telefonico di tipo a 1 copertura lacca 1 copertura cotone laccato. Questo tipo di collegamento assicura una grande durata e resistenza ai mezzi atmosferici.

Si è fatto uso di resistenze compound. Si tratta di resistenze costruite ad impasto che vengono poi ricoperte con uno strato di bachelite o materia plastica. Questo tipo di resistenza è molto più sicuro di qualsiasi altro ed in particolare di quelle costruite per deposito di uno strato di carbone su bastoncino ceramico. Esso infatti oltre ad essere protetto dalla copertura dagli agenti esterni anche se sottoposto a forti sovraccarichi varia di valore ma non si interrompe mai.

Si è fatto largo uso di ceramica e frequenta negli zoccoli e nei componenti ad alta frequenza.

Il circuito di sintonia di placca del trasmettitore è stato realizzato con dei condensatori di minimo ingombro tipo trimmer. Due di essi sono stati disposti in fila con l'asse metallico saldato a formare una capacità da 2 × 250 pF.

La bobina di sintonia (che nella foto non si vede) è del tipo Millen coperta in plexiglas o polistirolo. Essa viene inserita di volta in volta nello zoccolino a seconda della gamma prescelta. Questa confezione assicura essa pure la massima stabilità e protezione di L.

Un piccolo strumento di tipo tedesco è inserito sulla placca. Solo la flangia superiore sporge dal secondo pannellino frontale di alluminio.

E' stato previsto in un primo tempo un commutatore per lo strumento allo scopo di inserirlo pure sulla griglia finale e placca oscillatore.

Al lato pratico questo comando si è rivelato inutile ed è rimasto infatti non collegato. Si prevede di sostituirlo con una presa jack ausiliaria.

I comandi frontalmente da sinistra verso destra sono:

— il commutatore di banda;
— il comando di sintonia con sopra posto quello di volume;
— il foro per il jack a 4 contatti del microtelefono;
— il foro del jack dell'altoparlante;
— il commutatore non utilizzato;
— i 2 comandi di sintonia;
— la presa di aereo e sotto quella per il xtallo del tx.

Di lato è posta vicino ai condensatori elettrolitici di filtro la basetta per il cavo di alimentazione.

Per l'alimentazione si è fatto uso di un normale dinamotor a 6 volt/220 V 75 mA. L'assorbimento con i filamenti delle valvole ed i relè è risultato di 9 A.

Sotto al comando di sintonia è stata prevista una presa per un xtallo aggiuntivo destinato alla ricezione su posizione prefissata a xtallo. Questa soluzione però non è stata realizzata.

MESSA A PUNTO

Si è eseguita la normale messa a punto della parte ricevente. Il trasmettitore non ha dato noie. In complesso si è dovuto ovviare a due o tre errori di cablaggio.

La sintonia viene effettuata come segue: posto il variabile da 2 × 250 pF a mezza corsa l'aereo si regola l'altro compensatore per il minimo di corrente nel milliamperometro.

Se non si ha minimo si pone il 2 × 250 pF in un'altra posizione e si riprova.

(il testo segue a pag. 86)

Come si possono aumentare le prestazioni di un multimetro

RAOUL BIANCHERI

Le svariate richieste a questo proposito rivolteci dai nostri lettori ci hanno indotto a presentare una rassegna degli accorgimenti possibili da apportare ad un generico multimetro per estendere la gamma delle sue prestazioni. Dovendo scegliere fra i molti un generico multimetro, la scelta è caduta sul « Simpson 260 » con un duplice intento di offrire una guida per un qualsiasi altro strumento e di far conoscere una brillante realizzazione che da vari anni riscuote la completa approvazione dei tecnici della radio. Per ogni misura si inizierà descrivendo le prestazioni originarie seguite poi dalla modifica da apportarsi per aumentare le prime. Il « tester » Simpson 260 impiega uno strumento con un fondo scala di 50 microampere e con 2000 ohm di resistenza interna (100 mV). Le portate ohmmetriche originarie sono $R \times 1 = 0 \div 2000$ ohm (12 ohm centro scala); $R \times 100 = 0 \div 200.000$ ohm (1200 ohm centro scala); $R \times 10.000 = 0 \div 20$ Mohm (0,12 Mohm centroscala).

Lo schema elettrico dello strumento usato come ohmmetro è riprodotto in fig. 2a. Desiderando estendere la gamma di letture sino a 200 Mohm si potrà aggiungere al circuito originario la parte riprodotta nella fig. 2b. Questa parte aggiuntiva è composta da una batteria di 90 volt, da un potenziometro di 1 MΩ e da una resistenza fissa pure di 1 MΩ. La batteria da 90 volt, dato il bassissimo consumo di corrente può essere costituita dal raggruppamento serie di due pile da 45 V del tipo impiegato negli otofoni. Visto il basso consumo non è consigliato un alimentatore in C.A. il quale in ogni caso andrebbe stabilizzato con un tubo di tipo VR90; questa soluzione può trovare pratica utilizzazione quando si voglia utilizzare un alimentatore in CA che già si possiede oppure si pensi di trarre da esso altri servizi. Nella figura 2c è riprodotto lo schema elettrico di un alimentatore in CA realizzato per lo scopo suddetto. Questo circuito aggiuntivo potrebbe essere realizzato in una unità separata facilmente innestabile allo strumento originale. Per la lettura sulla scala maggiorata ci si regolerà nel seguente modo: posto l'ohmmetro sulla portata massima si innesterà il circuito aggiuntivo, con i terminali di quest'ultimo in corto circuito si regolerà lo zero dello strumento agendo sul reostato da 1 Mohm dopo di che si passerà alla misura moltiplicando per 10 la scala massima ($R \times 10.000 \times 10 = 100.000$).

Come il lettore potrà giudicare, questo ampliamento di portata ohmmetrica è di interesse quando si disponga di uno strumento sensibile, tenendo presente questo concetto si potrà agire in maniera analoga per qualsiasi altro tipo di ohmmetro.

Quale voltmetro in CC il Simpson 260 ha le seguenti scale originarie:

0 - 2,5 volt
0 - 10 volt
0 - 50 volt
0 - 250 volt
0 - 1000 volt
0 - 5000 volt

sensibilità 20.000 ohm per V

La figura 3a riproduce lo schema elettrico del circuito del voltmetro. Per le normali tensioni queste portate sono largamente sufficienti ma per impieghi speciali può darsi il caso che necessiti di espandere la gamma di misura sia verso l'alto che verso il basso. L'impiego di un « probe » per alta tensione ad elevato isolamento usato sulla portata 5 kV permetterà la misura delle alte tensioni presenti in un televisore.

Con un « probe » per AT inserito nella boccola 5 kV ed avente una R di 100 Mohm si avrà un fondo scala di 10 kV mentre con una R di 500 Mohm si potrà avere un fondo scala di 30 kV vedasi in figura 3b l'inserzione del « probe » per AT. Per i bassi valori di tensione la gamma delle portate può essere estesa con una nuova scala da 0 a 250 mV. Tale scala è già tracciata sul quadrante dello strumento per la portata 0-250 V.

Per avere letture voltmetriche da 0 a 250 mV basterà predisporre il multimetro Simpson 260 in posizione di microamperometro (100 microampere fondo scala). Lo schema elettrico di tale circuito è riprodotto in figura 3c. Su tale scala le divisioni sono di 5 millivolt cosa che permette l'apprezzamento di tensioni di 2,5 millivolt. La resistenza interna di questo millivoltmetro risulta di 2500 ohm.

Le scale amperometriche del multimetro Simpson 260 sono:

0 ÷ 100 microampere (già vista come millivoltmetro);
0 ÷ 10 milliampere;

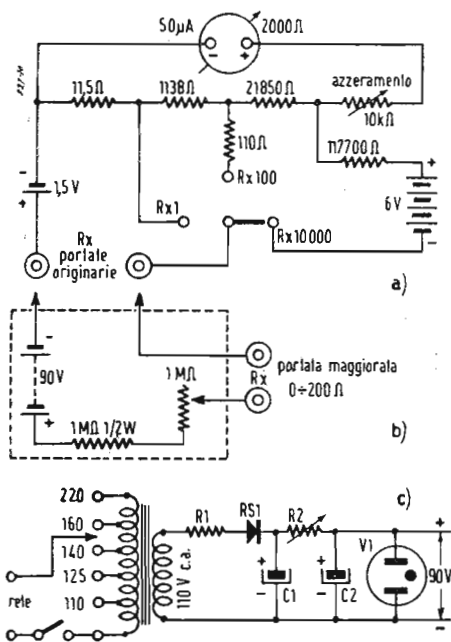



Fig. 2a). - Circuito elettrico del Simpson 260 usato quale ohmmetro. — Fig. 2b). - Circuito aggiuntivo per letture fino a 200 Mohm. — Fig. 2c). - Alimentatore in CA per 90 V: $R1$ = 50 ohm, 5 W; $R2$ = 100 ohm, regolabili; $C1$ e $C2$ = 40 + 40 microF, 150 V lavoro; $RS1$ = rettificatore al selenio 50 mA 110 V; $V1$ = stabilizzatore VR90.

0 ÷ 100 milliampere;
0 ÷ 500 milliampere;
0 ÷ 10 ampere.

Lo schema elettrico relativo a queste portate è riportato nella fig. 4.

Le portate voltmetriche in CA dello strumento in oggetto sono:

0 ÷ 2,5 volt
0 ÷ 50 volt
0 ÷ 10 volt
0 ÷ 250 volt
0 ÷ 1000 volt
0 ÷ 5000 volt

Il circuito di fig. 5 indica lo schema realizzato quando il multimetro è predisposto per misure di tensioni CA. In questo circuito la CA è convertita in CC da un rettificatore ad ossido di rame che rettifica una semionda, la semionda successiva non transita attraverso lo strumento mà bensì attraverso il secondo rettificatore, come è stato indicato nello schema di figura 5.

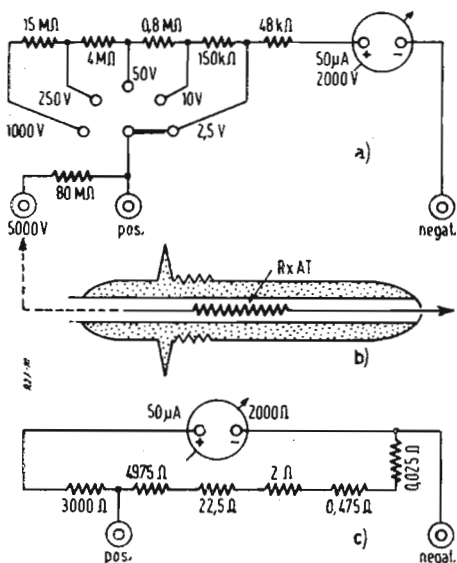



Fig. 3a). - Circuito elettrico del Simpson 260 usato quale voltmetro CC. — Fig. 3b). - Inserzione di un probe per AT. — Fig. 3c). - Circuito elettrico della portata amperometrica 100 microA utilizzabile anche quale portata voltmetrica 0÷250 mV.

Tutte le scale dei volt CA (meno la portata 5000 V) usate con un condensatore in serie da 0,1 microfarad permettono l'uso dello strumento quale misuratore d'uscita.

« Output meter » questo condensatore viene inserito mediante commutazione fra la boccola del « *positivo* » ed il commutatore del selettore di portata (nella figura 5 è indicato con tratto discontinuo). Sempre con circuito identico al voltmetro in CA il multimetro Simpson 260 può essere usato quale misuratore di livello tarato in dB quando la tensione da misurarsi sia chiusa su un carico di 500 Ω; si avrà così il livello 0 dB per una tensione di 1,73 V il che equivarrà ad una potenza di 6 milliwatt (standard telefonico). Come il lettore avrà potuto constatare le prestazioni quale voltmetro per CA a frequenza industriale ed a RF sono tali da non richiedere aumento di portate. Ad accrescere le prestazioni del multimetro in C.A. necessiterà semmai l'impiego quale misuratore di corrente in CA. Questo è possibile riportando tale misura nel campo delle tensioni, per esempio disponendo di una resistenza tarata di 1 Ω, 100 W, si potrà avere una misura di corrente alternata da 0 a 2,5 A ponendo il voltmetro su scala 0 ÷ 2,5 V ed una portata 0 ÷ 10 A con il voltmetro posto sulla scala 0 ÷ 10 V. Nella fig. 5 è indicata con linea tratteggiata l'inserzione di tale resistenza.

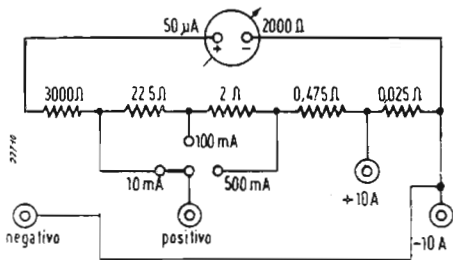



Fig. 4. - Circuito elettrico delle portate amperometriche del Simpson 260.

Se invece di una resistenza di 1 Ω viene impiegata una resistenza di 0,1 Ω, 100 W, sarà possibile la lettura di correnti più elevate, per esempio usando la scala 0-2,5 V si avrà una portata amperometrica da 0 a 25 A.

Disponendo di un cristallo di germanio del tipo 1N34 (o similare) il multimetro in oggetto potrà essere impiegato quale voltmetro per radio frequenza valendosi della portata 100 microampere. Per questo impiego la fig. 7 riproduce due possibili adattamenti. La realizzazione di fig. 7A) offre una maggiore sensibilità ma può eseguirsi solo quando il circuito, su cui si misura la tensione RF offre contemporaneamente una chiusura galvanica al circuito del diodo rettificatore ed inoltre il circuito su cui viene applicato il voltmetro a valvola non deve presentare polarizzazione di tensione continua; la presenza di quest'ultima potrebbe danneggiare il diodo a cristallo. La realizzazione di fig. 7B) è di minore sensibilità ma in compenso non presenta le limitazioni di impiego viste per la soluzione A). La taratura dello strumento in valore efficace di RF è intimamente legata al diodo rettificatore (anche se dello stesso tipo). Questa taratura può essere eseguita convenientemente valendosi della rete a 50 periodi e misurando quest'ultima con lo stesso multimetro usandolo quale voltmetro in CA.

Quando si desideri un indicatore di zero (ponte di Wheatstone, discriminatore di frequenza di qualsiasi tipo) il multimetro Simpson 260 può essere usato collegandolo nel modo indicato in fig. 6. Per questo impiego è richiesta una batteria a secco che a seconda della scala usata avrà la tensione indicata in fig. 6. Per porre l'indice dello strumento nel centro scala si dovrà chiudere in corto circuito i terminali d'ingresso, la posizione centrale dell'indice sarà ottenuta agendo sul potenziometro a filo di 10.000 ohm.

Lo schema elettrico completo del multimetro Simpson 260 è riprodotto nella fig. 8.

La rassegna di questo strumento non sarebbe completa se non illustrassimo sia pure brevemente le caratteristiche costruttive di questo. La fig. 9 riproduce il lato posteriore del pannello frontale che costituisce nel contempo la custodia dell'equipaggio a bobina mobile ed il supporto dei comandi di commutazione; questo pezzo è ricavato da un'unica fusione in bakelite con riporto esterno della cornice della scala dello strumento, essa pure in bakelite ed avvitata posteriormente. Su questo pannello trovano posto i comandi frontali e precisamente il reostato di messa a zero per le scale ohmmetriche (R^{25}), il commutatore di misura (S^1) ed il selettore di misura DC - AC - output meter (S^2) assieme ad alcuni componenti segnati in figura ed infine le boccole di innesto dei terminali.

Fig. 5. - Circuito elettrico delle portate voltmetriche in CA. Le resistenze $R2$ e $R1$ sono resistenze a filo tarate in funzione del rettificatore usato. La sensibilità del voltmetro risulta di 1000 ohm per volt.

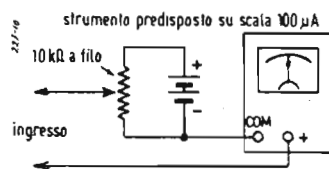



Fig. 6. - Impiego quale galvanometro con zero centrale. La batteria ha i seguenti valori: 1,5 V per scala 100 microA; 2,5 V per scala 2,5 V; 6 V per scala 10 V.

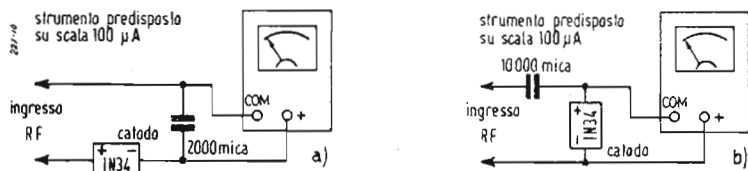



Fig. 7. - Impiego del multimetro Simpson 260 quale voltmetro a valvola a valore efficace per RF.

Circuito elettrico di fig. 7a): microA CC	scala taratura V eff. RF
5	0,30
10	0,40
20	0,54
40	0,78
60	0,97
80	1,12
100	1,25

Circuito elettrico di fig. 7b): microA CC	scala taratura V eff. RF
5	1,20
10	1,55
20	2,20
40	3,25
60	4,00
80	4,70
100	5,40

Fig. 8. - Circuito elettrico del Simpson 260: $R1 = 1138$; $R2 = 110$; $R3 = 21{,}850$ k; $R4 = 117{,}7$ k; $R5 = 4{,}975$ k; $R6 = 7{,}5$ k; $R7 = 40$ k; $R8 = 800$ k; $R9 = 750$ k; $R10 = 48$ k; $R11$ = due 3 k; $R12 = 150$ k; $R13 = 200$ k; $R14 = 4$ M; $R15 = 15$ M; $R16 = 11{,}5$ M; $R17 = 0{,}475$; $R18 = 22{,}5$; $R19 = 2$; $R20 = 80$ M; $R21 = 4$ M; $R22 = 0{,}025$; $R23$ e $R24$ = tarate; $R25 = 10$ k, pot.; $C1 = 0{,}1$ microF, 600 V. Posizioni selettore: 1 = 1000 V; 2 = 250 V; 3 = 50 V; 4 = 10 V; 5 = 2,5 V; 6 = 500 mA; 7 = 100 mA; 8 = 10 mA, 9 = 100 microA; 10 = $R \times 1$; 11 = $R \times 100$; 12 = $R \times 10.000$. Selettore *AC-DC*: 1 = *DC*; 2 = *AC*; 3 = output.

Fig. 9. - Vista posteriore del pannello frontale.

Fig. 10. - Vista posteriore dell'intero montaggio.

A mezzo di distanziatori a questo pannello è fissato un piano sopraelevato (rappresentato in pianta in fig. 10), questo serve al montaggio dei vari elementi fra cui le pile per l'ohmmetro. Questo piano riportato è ottenuto esso pure per stampaggio in bakelite e porta delle forature entro cui trovano posto le resistenze come indicato nella fig. 10. Completa lo strumento una scatola di bakelite entro cui viene fissato il tutto.

Per il facile trasporto di questo strumento la Casa costruttrice ha studiato una custodia in materiale plastico entro la quale trovano posto sia lo strumento che i terminali di misura. Questa custodia è apribile dal fronte con un sistema a « coulisse » che permette l'impiego del multimetro senza bisogno che questo venga estratto dalla custodia. *

BIBLIOGRAFIA

Simpson Electric Company: « Operator's manual Model 260 Volt-Ohm-Milliammeter ».
Radio & Television News: « Extending multimeter utility », dicembre 1950.

Ricetrasmettitore tascabile

(segue da pag. 83)

Ottenuto il minimo si inserisce l'aereo. Con piccoli ritocchi si arriva ad una caduta di corrente anodica molto meno pronunciata, segno che il carico stato correttamente applicato. Per avere l'ottimo di carico (caduta di corrente appena percettibile) il 250 pF deve venir regolato per piccoli ritocchi del 2 × 250 pF. *

La Columbia Broadcasting System (C.B.S.) ha inaugurato a Hollywood la « Television-City ».

Questa città della TV copre un'area di 123.000 metri quadri, con 4 grandi « studi », uffici, laboratori, ecc.

La capacità di produzione di questo gigantesco complesso è di 28 ore di emissione in ripresa diretta per settimana.

Il Ministero delle Poste inglesi ha emanato una disposizione secondo la quale a partire dal 1° luglio 1953 tutte le automobili circolanti nel territorio nazionale dovranno essere provviste di dispositivo antiparassitario.

Il campo irradiato ad una distanza di 10 metri non dovrà superare i 50 microvolt/metro nella banda da 50 a 80 MHz.

Una interessante dimostrazione di TV subacquea è stata effettuata recentemente a Portsmouth (Inghilterra) ove dalla nave « Reclaim » specialmente attrezzata con apparecchiature PYE navigante al largo della costa è stata radiotrasmessa la visione sottomarina.

Numerosissimi telespettatori di Portsmouth e della costa hanno potuto assistere dai propri televisori a queste interessantissime trasmissioni.

La nota Casa inglese PYE ha recentemente messo in commercio un nuovo tubo analizzatore da presa di ridottissime dimensioni denominato « Minicon », che consentirà di realizzare delle apparecchiature TV professionali di grande semplicità e volume ridotto.

Il problema della fedeltà di risposta nei registratori magnetici

CARLO FAVILLA

Già nel lontano 1930 si aveva notizia come la B.B.C. inglese fosse in procinto di usare il sistema di registrazione magnetica per i suoi programmi; e certamente già nel 1935, se non prima, questo sistema era correntemente usato da quell'Ente radiofonico. L'uso della registrazione magnetica a scopi professionali non è quindi recente. Nata col Magnetofono Stille — e le apparecchiature della B.B.C. erano tutte Marconi-Stille — son dovuti trascorrere parecchi decenni prima che potesse giungere alle attuali prestazioni, rese possibili principalmente dal perfezionamento tecnologico di due elementi basilari: la banda di supporto magnetico e la testina di registrazione.

Nei Magnetofoni Marconi-Stille del 1935 erano usate bobine di nastro d'acciaio di enormi dimensioni e di rilevante peso: e questo era il più grave difetto di quei magnetofoni, poichè le caratteristiche della banda magnetica limitavano la durata delle registrazioni e la comodità di maneggio, e richiedevano inoltre apparati meccanici di trascinamento pesanti e complessi. La velocità di avanzamento del nastro magnetico in quei primi apparecchi era, a seconda della qualità richiesta, da 2,20 a 5 e più metri al secondo. Ciò era reso necessario in particolare dalla dispersione longitudinale del flusso magnetico.

Com'è noto, la possibilità di registrare senza aberrazioni apprezzabili frequenze comprese in una gamma di 30 ÷ 4500 Hz (standard radio per modulazione d'ampiezza) è legato alla possibilità di inscrivere un adeguato numero di segmenti elementari di flusso n in senso longitudinale (sul nastro, nel senso del moto). Da questo numero n dipende la frequenza più alta inscrivibile con un minimo di aberrazione d'onda. Per ottenere una sinusoide di 4500 Hz con una forma d'onda ottima occorrerebbe che entro la lunghezza longitudinale occupata da una sinusoide completa (due semionde) si potessero inscrivere almeno una trentina di segmenti elementari n. E pertanto in tale caso teorico nella lunghezza di banda transitante nell'unità di tempo (in un minuto secondo) si dovrebbero poter inscrivere ben 4500 × 30 = 135.000 segmenti elementari. Ammesso che ogni segmento fosse dello spessore di 5/100 di mm si avrebbe una lunghezza unitaria di 6,75 m passante per ogni secondo.

L'esperienza ha fatto conoscere, però, che per una buona riproduzione è già sufficiente un numero di segmenti elementari non superiore a 5 per l'onda più elevata. Beninteso che siano segmenti realmente inscrivibili. E ciò porta, per il caso di registrazioni standard broadcasting, a 22.500 circa il numero totale dei segmenti inscrivibili per unità di lunghezza-secondo.

Naturalmente per poter ridurre la lunghezza, secondo occorre poter avere un segmento elementare il più piccolo possibile. Ciò si ottiene oggi con le bande magnetiche granulari di materia plastica composta con materiali ferrosi in sospensione colloidale, e sopra tutto con le testine di registrazione a grande concentrazione di campo e con fessura magnetica inscrivente la più piccola possibile.

Il problema, nei suoi termini geometrici, è affine a quello del procedimento foto-ottico del film sonoro, per cui la migliore risposta alle frequenze alte è possibile riducendo lo spessore della fessura.

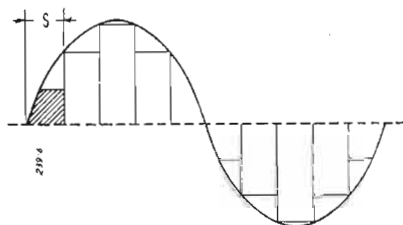



Fig. 1. - Nella registrazione magnetica effettuata mediante una fessura, la forma d'onda dipende anche dallo spessore della fessura stessa. La forma d'onda inscritta o rilevata è tanto più fedele all'originale quanto più volte lo spessore S della fessura sta nella lunghezza d'onda inscritta nella banda magnetica di supporto. Questa lunghezza d'onda, inoltre, dipende dalla velocità di transito della banda magnetica e pertanto il limite di fedeltà per le frequenze più alte è determinato dal rapporto velocità/spessore S, cioè U/S.

Con la registrazione foto-ottica su colonna sonora del 35 mm è possibile inscrivere con buona forma d'onda ancora frequenze di 9000 Hz, chiaramente visibili al microscopio (ingrandimento 50 ÷ 100 diam.).

Essendo la velocità della pellicola 35 mm di circa 45,6 cm al secondo, e adottandosi anche per la registrazione foto-ottica il criterio secondo cui la frequenza più alta deve essere inscritta con un segmento di almeno 1/5 dell'onda, è evidente che per ottenere la registrazione dei 9000 Hz è necessario usare un segmento inscrivente dello spessore massimo di circa (460/9000)/5 = 0,01 che, considerata la perdita di nettezza d'immagine dovuta al procedimento fotografico, esige una fessura di luce di uno spessore ancora minore.

Nella tecnica della registrazione magnetica poter avere un segmento elementare inscrivibile di 0,05 mm è già molto, se si pensa che per poter disporre di uno spessore così piccolo occorre usare una testina con una fessura assai inferiore a 0,05 mm, ciò che determina una perdita assai notevole di rendimento. Con tali cifre, però, la velocità di transito è ancora di 1,12 m per secondo.

In pratica, dunque, ci si contenta di avere frequenze alte con forma d'onda piuttosto irregolare, e un taglio assai ripido oltre una data frequenza, e allora si possono anche adottare le solite velocità commerciali buone, tutt'al più, per un discreto parlato. Oppure occorre ridurre di molto lo spessore della fessura magnetica della testina. Con un segmento di 0,02 praticamente inscrivibile, per una soddisfacente inscrizione di 4500 Hz la velocità si ridurrebbe a circa 1,12/2,5 = 45 cm al 1", velocità vicina a quella standard del cinema 35 mm. E questa è la soluzione universalmente adottata per una fedeltà commerciale, potendosi usare ancora un interferro sulla testa registratrice di 0,01 mm, mentre la velocità rimane assai conveniente.

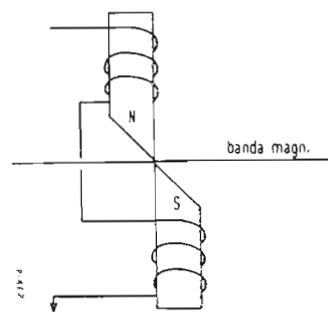



Fig. 2. - Disposizione schematica di una testina di registrazione del tipo classico Marconi-Stille. La distanza tra gli spigoli « a coltello » dei nuclei N e S determinava lo spessore del segmento inscrivente n.

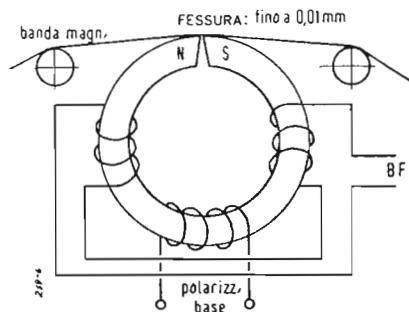



Fig. 3. - Costituzione schematica di una testina moderna di registrazione. Il nucleo N-S è di lega ad altissima permeabilità (mu > 60.000). La fessura, costruita con precisione ottica (nei complessi ad alta fedeltà) è visibile solo con una lente d'ingrandimento, essendo non superiore a 0,01 mm. Il nucleo, naturalmente, è laminato, e l'avvolgimento induttore può essere unico oppure diviso in due sezioni. Le testine di cancellazione sono schematicamente uguali a quelle di registrazione, salvo varianti nelle dimensioni dell'intraferro e nelle caratteristiche dell'avvolgimento.

Per quanto non esistano ancora norme ufficiali, le velocità generalmente usate per i nastri magnetici sono oggi le seguenti:

- cm 78 - alta fedeltà, risposta 30 ÷ 8000 Hz. oppure 30 ÷ 15.000 Hz;
- cm 48 - alta fedeltà commerciale, velocità del cinema 35 mm, risposta 30 ÷ 4500 oppure 30 ÷ 12.000 Hz;
- cm 39 - media fedeltà, risposta 30 ÷ 3500 oppure 30 ÷ 6000 Hz;

cm 19 - media fedeltà, risposta 30÷2500 oppure 30÷6000 Hz; velocità del film a passo ridotto 16 mm.

Di queste citate le risposte a gamma più estesa sono ottenibili con nastri a minima dispersione longitudinale e con interferri di registrazione realizzati con precisione « ottica », cioè realizzabili mediante lavorazione e controlli usati nella tecnica ottica.

La costituzione della fessura magnetica ha infatti un'importanza fondamentale. Essa deve essere perfettamente rettilinea e posta esattamente a 90° rispetto all'asse

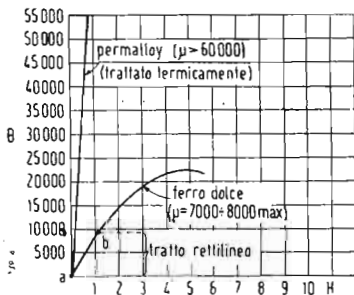



Fig. 4. - Curva di magnetizzazione del ferro dolce e della lega permalloy trattata termicamente. *a-b* è il tratto rettilineo utilizzabile nel ferro dolce. Come si vede, il permalloy, e le altre leghe equivalenti, rappresentano un materiale veramente prezioso, senza il quale non sarebbe stato possibile ottenere le attuali prestazioni.

del moto. La tolleranza dell'angolo di posizione secondo la migliore tecnica deve essere di ± 0,5 %, e ciò è reso necessario soprattutto per lo scambio delle registrazioni tra più complessi di riproduzione.

Per il solo parlato la velocità può scendere ancora, e si ha la possibilità di usare intraferri di 0,05 mm e oltre, con 9÷12 cm al secondo. Ma è ovvio, con tali cifre già a 2000 Hz inizia il taglio delle frequenze alte.

L'uso di un segmento magnetico elementare di 0,02 mm, e meno, è possibile impiegando per il circuito ferromagnetico della testina del suono un materiale ad altissima permeabilità, che porti ad un alto valore la cifra indicante il rapporto di flusso B_1/B_2 del materiale rispettivamente di supporto-banda e della testa di registrazione. Quanto più elevato è tale rapporto, tanto minore è la perdita di flusso ai bordi della fessura e perciò tanto più il ponte di flusso presente nella banda e circostante l'intraferro si avvicina alle dimensioni geometriche dell'intraferro stesso. Il segmento di flusso trasferito nella banda è cioè approssimativamente uguale alle dimensioni dell'intraferro, più le dimensioni riferentisi alle dispersioni (o sbavature) di flusso intorno ai bordi dell'intraferro; e le dimensioni di queste sbavature sono tanto minori quanto più elevato è il rapporto B_1/B_2 suddetto. Ora dato che anche la permeabilità μ del supporto-banda deve essere notevole, se si vogliono ottenere rendimento e dinamica soddisfacenti, è facilmente intuibile quanto elevato deve essere il valore di μ_2 del materiale magnetico della testina. Per tale ragione questa è generalmente realizzata con leghe del tipo permalloy e simili, le quali però hanno il grave inconveniente di dare i migliori risultati solamente dopo un corretto trattamento termico atto a disporre convenientemente, sotto l'aspetto magnetico, il reticolo molecolare del materiale.

Il problema della testina di registrazione poi, non finisce qui. Il materiale deve essere laminato allo scopo di ridurre al minimo le perdite per correnti parassite, notevoli per le frequenze più alte, mentre il volume del materiale stesso deve essere ben calcolato in rapporto all'avvolgimento e alla potenza in giuoco, onde consentire un funzionamento esente da distorsioni d'onda e l'azione della eventuale frequenza di cancellazione e polarizzazione.

Fig. 5. - La premagnetizzazione, o meglio polarizzazione-base, serve a stabilire il livello *O* del magnetismo residuo sul quale si sovrappone il segnale modulante. L'intensità di flusso rimanente corrisponde alla somma algebrica corrispondente ad ogni istante di tempo dell'onda. In pratica, secondo la tecnica più avanzata, col flusso di cancellazione si porta il valore di *B* alla saturazione del mezzo e successivamente con la testina di registrazione si inscrive il flusso di polarizzazione base (di senso opposto a quello della cancellazione) modulato con la bassa frequenza da registrare.
a-b è il tratto rettilineo utilizzabile della magnetizzazione della banda di supporto magnetico.

Fig. 6. - Curva di risposta di una testina magnetica. Il rendimento massimo in intensità di flusso si ha per le frequenze più alte. Siccome poi il rendimento di inscrizione o di lettura è limitato dal rapporto λ/S, entro certi limiti, agli effetti pratici finali (in teoria occorre fare l'integrazione di due curve) si ha un rendimento massimo della registrazione su frequenze che vanno dai 3000 ai 6000 Hz a seconda del rapporto U/S citato nel commento alla fig. 1.

Per ottenere un funzionamento esente da questi inconvenienti occorre condizionare i circuiti magnetici della testa e della banda scorrevole (nastro magnetico) in modo che le variazioni di flusso determinate dalla testina e inscritte nella banda magnetica siano comprese nel tratto rettilineo della curva caratteristica di magnetizzazione (figura 4). Questa curva ha una porzione iniziale più o meno estesa e rettilinea e una ripiegatura superiore indicante la saturazione del mezzo. La pendenza rappresenta invece la permeabilità μ, cioè è in funzione del rapporto B/H. Per taluni materiali la pendenza è variabile con H; in tal'altri, invece, è costante per un buon tratto, e questi sono i materiali da usare per gli apparecchi elettroacustici.

La realizzazione di soddisfacenti magnetofoni è stata per molto tempo ostacolata dalle caratteristiche scadenti delle bande magnetiche fino al giorno in cui entrarono nella pratica tecnica i nastri composti di materie plastiche miscelate con ferro colloidale, ossido di ferro ed altre sostanze, i quali, oltre a tutto, per le loro caratteristiche fisiche hanno permesso di ridurre al minimo il rumore di fondo dovuto all'attrito di scorrimento, consentendo con ciò un aumento della dinamica e del rendimento.

Oggi è possibile disporre di ottime bande magnetiche aventi soddisfacenti caratteristiche. Una Casa francese, per esempio, garantisce le seguenti: dinamica = 55 dB (superiore a quella della colonna sonora ottica del film 35 mm); distorsione d'onda = 1 ÷ 2 %; intramodulazione = = 4 ÷ 5 %; stabilità di volume a parità di segnale di ± 0,25 dB per ogni bobina di 300 m e di ± 0,5 dB tra diverse bobine. Queste caratteristiche possono ormai essere considerate correnti, per cui oggi l'ostacolo della banda di supporto può dirsi brillantemente superato.

Affinchè la variazione di flusso indotto B nel materiale magnetico sia fedele quanto più è possibile alla variazione di campo determinante ΔH, è necessario che, come abbiamo detto, la variazione di flusso avvenga nel tratto rettilineo a - b della curva (figg. 4 e 5). La quantità di flusso equivalente al punto di riposo O deve quindi corrispondere al centro del tratto rettilineo stesso. In sostanza il diagramma di lavoro è assai simile a quello di una valvola elettronica, con la differenza che per i mezzi di supporto della forza magnetica curva statica e curva dinamica sono praticamente identiche (1).

La quantità di flusso atta a stabilire la posizione del punto di riposo O è detta anche « flusso di premagnetizzazione », e può essere ottenuta tanto con un flusso base costante quanto con un flusso variabile a frequenza ultraudibile. Una giusta regolazione della premagnetizzazione è quindi necessaria per ottenere una distorsione minima con una dinamica massima.

In pratica generalmente il procedimento della premagnetizzazione, o polarizzazione, viene effettuato portando prima alla saturazione il supporto magnetico mediante il flusso di cancellazione, poi inducendo successivamente un flusso in opposizione di valore tale da stabilire convenientemente il punto O della curva. Per l'immissione nella banda di questo secondo flusso in genere si usa la stessa testina di registrazione, e pertanto si potrebbe dire che la testina di registrazione « emette un flusso magnetico (costante o a frequenza ultraudibile) modulato ».

Come ultimo problema concernente la fedeltà di risposta rimane l'equalizzazione, cioè la compensazione delle distorsioni di frequenza (cioè della non linearità della curva di risposta) della testina registratrice-riproduttrice. Tale problema viene risolto assai agevolmente con i soliti metodi di equalizzazione, tenuto presente il fatto che, per ragioni di rapporto quantitativo, il rendimento di una testina magnetila è maggiore sulle frequenze la cui lunghezza d'onda si avvicina alla dimensione dello spessore del segmento elementare n. *

(1) E' importante considerare il fatto che nella banda portante (nastro magnetico) ciò che dà l'effetto finale è il flusso magnetico residuo. A prescindere da ogni altra considerazione, si può ritenere che praticamente la fluttuazione d'intensità di questo flusso residuo segua l'andamento del campo H e del flusso indotto B, ed è quindi una funzione di μ. Pertanto se si opera in un tratto rettilineo della curva di B in funzione di H, anche la magnetizzazione residua avrà un andamento esattamente proporzionale ad H. Naturalmente il flusso residuo Bc sarà in ogni caso molto inferiore al flusso indotto B (a causa della permeabilità e della ritenzione del supporto-nastro). Il rapporto tra i due valori è $K = B/Bc$. In conclusione, per ottenere la minima distorsione d'onda è necessario che il rapporto K sia costante per tutti i valori d'onda, supposto che per tutti i valori d'onda μ sia pure costante.

Nozioni sulla tecnica delle misure nel campo delle microonde

(PARTE PRIMA)

GABRIELE CICCONI

Generalità - Misure del rapporto onde stazionarie - Del coefficiente di riflessione - Misure di impedenze - Misure di potenza: con rivelatori di cristallo; con calorimetri: con bolometri

1) GENERALITA'

Nel campo delle microonde la tecnica delle misure assume un aspetto particolare. Infatti, per la complessità del calcolo matematico anche degli elementi di circuiti più semplici e certe volte per la difficile interpretazione pratica dei risultati ottenuti, le misure nelle microonde assumono un aspetto predominante nella fase di realizzazione di qualsiasi circuito.

Fino a qualche anno fa gli strumenti di misura usati nel campo delle microonde dovevano essere generalmente progettati ed autocostruiti dai pochi sperimentatori, data la immensa diversità della tecnica delle microonde da quella radio usuale.

Oggi invece, dato ormai l'avanzato sviluppo della tecnica delle iperfrequenze, specialmente col radar e le sue applicazioni, si sono avute logicamente realizzazioni commerciali di vari apparati di misura tanto che negli S.U.A. sia con la seconda guerra mondiale che con la nuova fase di riarmo si sono viste sorgere innumerevoli ditte costruttrici di apparecchiature di misure per microonde.

Lo scopo del presente articolo è quello di passare in rassegna le varie misure che generalmente si eseguono e illustrare la costituzione fondamentale dei vari apparati che si usano per tali scopi. Verranno trattati per ordine i seguenti argomenti:

1) Misure del rapporto onde stazionarie, del coefficiente di riflessione e di impedenze (linee tagliate - T magico - ponti per la misura di impedenza).

2) Misure di potenza (rivelatori a cristallo - calorimetri - bolometri).

3) Misure di frequenze (standard primari e secondari).

4) Misure sulle antenne (attenuatori - accoppiatori direzionali - riflettometri).

2) MISURE DEL RAPPORTO ONDE STAZIONARIE, DEL COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE E DI IMPEDENZE

E' noto che quando una linea di trasmissione è terminata su una impedenza eguale alla impedenza caratteristica della linea non si hanno su di essa riflessioni. Se invece l'impedenza di carico non è uguale all'impedenza caratteristica della linea parte dell'energia verrà riflessa e si avranno sulla linea delle onde stazionarie, la cui grandezza e fase saranno proporzionali al disadattamento di impedenza.

Così, conoscendo l'impedenza caratteristica della linea, il rapporto onde stazionarie e la posizione dei massimi e dei minimi di tensione, è possibile determinare l'impedenza di un dato carico.

Chiamando Z_n l'impedenza normalizzata, che è l'impedenza effettiva Z divisa per l'impedenza caratteristica della linea Z_o, si ottiene un parametro molto più utile che l'impedenza effettiva per molte applicazioni negli adattamenti delle linee di trasmissione (specie nelle guide d'onda).

L'impedenza normalizzata di un carico riferita al coefficiente di riflessione $|\Gamma|$ è data dalla seguente relazione:

$$Z_n = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \qquad [1]$$

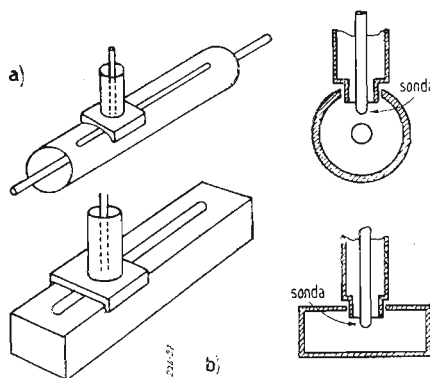



Fig. 1. - Linee tagliate: a) linea coassiale; b) Guida d'onda.

Il coefficiente di riflessione $|\Gamma|$ può essere un numero complesso avente sia una componente reale che una immaginaria. La grandezza di $|\Gamma|$ può essere determinata empiricamente determinando il ROS e considerando che:

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \qquad [2]$$

dove ρ = ROS (rapporto onde stazionarie).

La fase di $|\Gamma|$ si può determinare dalla posizione dei minimi di tensione sulla linea essendo uguale a zero in questi punti. I punti di massima tensione corrispondono ad un angolo di fase di 90°.

a) Linee tagliate.

Le onde stazionarie si misurano mediante l'uso di linee tagliate (Slotted Lines) che consistono in sezioni di linee di trasmissione in cui una piccola sonda viene introdotta attraverso un taglio. La fig. 1 illustra due tipi di linee tagliate in linea coassiale ed in guida d'onda.

La sonda estrae una piccola frazione della potenza che viaggia sulla linea e che viene successivamente misurata mediante un appropriato circuito esterno rivelatore. Muovendo la sonda lungo il taglio si può determinare la configurazione delle onde stazionarie. Per ridurre al minimo la distorsione del campo, il taglio dev'essere parallelo alle linee di corrente superficiali.

Nelle linee coassiali il taglio si può collocare parallelamente all'asse mentre nelle guide d'onda (modo TE_{10}) il taglio deve essere eseguito al centro di uno dei lati maggiori e parallelamente all'asse della guida.

E' molto importante mantenere costante la larghezza del taglio, e la penetrazione della sonda, che si muove lungo la linea.

Se muovendo la sonda lungo la linea la penetrazione varia di qualche decimo di millimetro vi sarà un errore nel valore del ROS misurato. Ciò naturalmente impone delle tolleranze meccaniche di lavorazione molto rigorose.

Naturalmente la presenza del taglio e della sonda su di una linea causeranno delle riflessioni. Si dimostra che la impedenza caratteristica Z_o di una linea coassiale varia per la presenza del taglio secondo la relazione (1):

$$\frac{\Delta Z_o}{Z_o} = \frac{1}{4 \pi^2} \cdot \frac{l^2}{D^2 d^2} \qquad [3]$$

dove ΔZ_o è la variazione della Z_o, l è la larghezza del taglio e D, d sono rispettivamente il diametro interno del conduttore interno.

Il coefficiente di riflessione sarà dato dalla relazione:

$$|\Gamma| = \frac{\Delta Z_o}{2 Z_o} \qquad [4]$$

Per lavori di precisione ciò può essere molto fastidioso. La variazione di impedenza causata dal taglio può essere compensata aumentando d e D.

In una guida d'onda l'impedenza dovuta alla presenza di un taglio è uguale a:

$$Z_t = Z_g \left[1 + \frac{d^2 \lambda_g^2}{8 \pi ba^2} \right] \qquad [5]$$

dove Z_g è l'impedenza originale della guida d'onda e b ed a sono le dimensioni dei lati maggiori e minori della guida.

La presenza del taglio fa variare la costante di propagazione nella guida d'onda ed aumenta la lunghezza d'onda nella gui-

(1) Montgomery C. G.: « Tecniques of microwave measurements »; McGray-Hill Book Company, 1947, pag. 478-496.

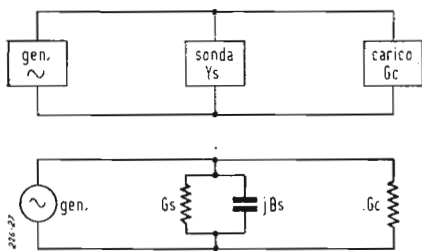



Fig. 2. - Circuiti equivalenti di una sonda capacitiva di ammettenza: $Ys = Gs + jBs$

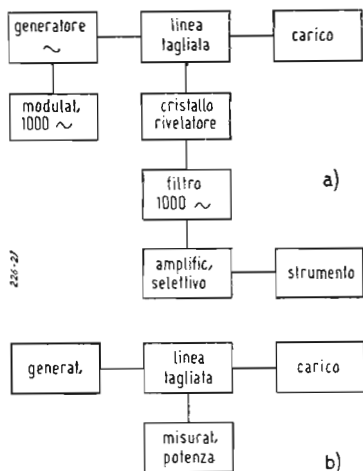



Fig. 3. - Schemi a blocchi per misure di impedenza con linee tagliate: a) Sistema impiegante una modulazione a 1000 periodi r.f. per aumentarne la sensibilità; b) sistema di misura diretta.

da per gli stessi fattori che agiscono sulla impedenza caratteristica.

Una sonda ideale sarebbe quella che con la sua presenza non alterasse il campo nella linea di trasmissione e che desse corrispondentemente una indicazione del campo esistente nella linea.

Questo scopo non è ottenibile e generalmente si raggiunge un compromesso fra sensibilità della sonda e disadattamento di impedenza provocata dalla stessa.

Per molte applicazioni pratiche dove le dimensioni della sonda sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda, la sonda stessa si può paragonare ad un'ammettenza derivata ai capi della linea come è illustrato in fig. 2 dove le impedenze sono normalizzate ($Y = 1$ rappresenta un'ammettenza uguale ad $1/Z_0$).

Considerando che il generatore sia adattato ad una linea e che la B_s può essere annullata sintonizzandola in modo che $G = 1$ il rapporto fra la potenza estratta dalla sonda P_s e la potenza che transita sulla linea P è dato dalla relazione:

$$\frac{P_s}{P} = \frac{1 + P + G_s}{1 + P + PG_s} \qquad [6]$$

La quantità G_s determina la potenza estratta dalla sonda e viene chiamata coefficiente di accoppiamento della sonda.

Come è stato precedentemente indicato ogni misura di onde stazionarie pone il problema del compromesso tra un coefficiente di accoppiamento molto piccolo relativamente all' equipaggiamento esterno usato per aumentarne la sensibilità, e la estrazione di più potenza aumentando G_s con conseguente notevole differenza fra la quantità misurata e la vera.

In fig. 3 è illustrato uno schema a blocchi per la misura di impedenze che usa una linea tagliata. Per la determinazione dell'impedenza del carico è necessario misurare il ROS e la distanza del primo minimo dalla impedenza di carico. Le eq. [1] e [2] permettono di risalire al valore della impedenza.

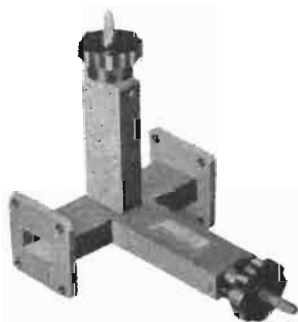
La determinazione della distanza dal carico al primo minimo può essere complicata per il fatto che qualche carico (per esempio un'antenna) è collocato ad una certa distanza dalla linea tagliata. In questi casi è necessario calibrare la linea tagliata in termini di distanza dal carico da misurare.

Generalmente per la misura dell'impedenza di un carico risulta molto agevole l'uso della carta di impedenza di Smith insieme all'uso della linea tagliata. Ciò permette di fare misure con molta rapidità e precisione (2).

b) Ponti per la misura di impedenze - T magico.

Le linee tagliate sono usate generalmente per la misura di impedenze, però esse hanno lo svantaggio di richiedere un certo tempo per la misura.

Molte volte invece si desidera determinare il coefficiente di riflessione istantaneamente. Viene usato allora uno speciale circuito chiamato *T* magico o *T* ibrido che equivale ad un ponte di Wheathstone, realizzato con elementi di guida d'onda come illustrato in fig. 4.

Esso ha la proprietà di dividere in modo eguale la potenza passante nel ramo *A* fra

« T » magico (Hewlett-Packard)

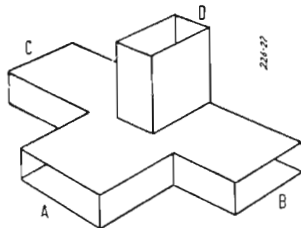



Fig. 4. - « T » magico o « T » ibrido.

i rami *B* e *C*, se questi sono terminati su carichi perfettamente adattati. Se questi rami non sono terminati in modo perfetto parte dell'energia riflessa andrà nel ramo D.

Per misure di impedenza un ramo (per esempio *B*) viene terminato su un carico standard perfettamente adattato. Il carico di impedenza ignota viene collocato sul ramo opposto (per esempio *C*).

Un segnale della frequenza in esame viene applicato al ramo *A*. Se l'impedenza collocata in *C* non è perfettamente adattata parte della potenza verrà riflessa nel ramo *D* e sarà proporzionale al quadrato del coefficiente di riflessione. (P_{rif} % $= |\Gamma|^2 \times 100$).

Quindi un rivelatore collocato nel ramo *D* può essere calibrato in tensione o potenza riflessa o in ROS.

E' da notare però che la fase dell'impedenza da misurare non può essere misurata con questo metodo. Tuttavia in molte applicazioni interessa solo il valore del coefficiente di riflessione dato che la potenza perduta per il disadattamento è proporzionale a questo parametro.

Il complesso più semplice per la misura

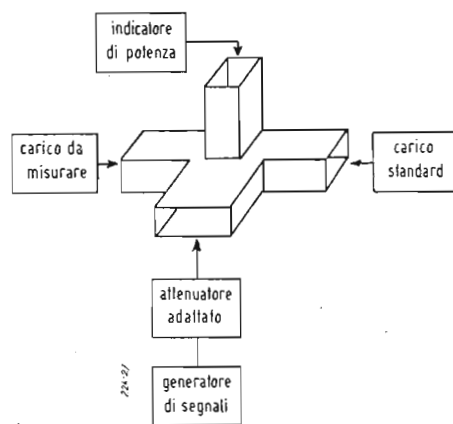



Fig. 5. - Schema di principio di un ponte per la misura di impedenze con T magico.

di impedenza che fa uso di un *T* magico è illustrato in fig. 5.

E' possibile misurare istantaneamente il coefficiente di riflessione sopra una banda di frequenze applicando al *T* magico più segnali di frequenze diverse contemporaneamente come illustrato in fig. 6 attraverso attenuatori appropriati.

Il ramo D è connesso ad un oscillografo dopo un'appropriata selezione, amplificazione e rivelazione dei diversi segnali.

I segnali *rf* sono così spaziati nel tempo e appariranno con una certa sequenza sullo schermo dell'oscillografo. Quindi l'oscillografo mostrerà questi segnali come una serie di guizzi la cui grandezza sarà proporzionale al coefficiente di riflessione e alla frequenza impiegata. Così sarà nota istantaneamente la larghezza di banda del carico da misurare.

3) MISURE DI POTENZA

Le misure di potenza hanno grandissima importanza nel campo delle microonde. Esse generalmente si possono eseguire con tre metodi fondamentali:

a) Con rivelatori a cristallo.
b) Con calorimetri.
c) Con bolometri.

a) Rivelatore a cristallo.

Il metodo più semplice, ma il meno preciso è quello che usa un rivelatore a cristallo (fig. 7a). La potenza *rf* viene rettificata da un cristallo e carica un condensatore *C* che agisce come condensatore di fuga. Il valore di *C* si può scegliere secondo due criteri fondamentali. Uno che permette di misurare la potenza di picco ed un altro la potenza media.

(2) Per l'uso della carta di Smith vedi: « An improved transmission line calculator » di Phillip H. Smith; *Electronics*, January 1944.

Per le misure del picco di potenza la costante RC del circuito dev'essere calcolata in modo che il condensatore C si carichi al picco della tensione V applicata e si scarichi soltanto molto lentamente durante il resto del ciclo (fig. 7b).

Per la misura della potenza media la costante RC dev'essere calcolata in modo che ai capi di C appaia la tensione di modulazione (fig. 7c). Questa tensione viene applicata ad uno strumento che ne misura il valore medio. Per esempio: se la *rf* viene modulata ad impulsi mille volte per secondo per la misura della potenza di picco la V rivelata dovrà rimanere costante ed eguale al picco dell'impulso mentre per la misura della potenza media la V dovrà avere la stessa forma degli impulsi.

Fig. 6. - Schema a blocchi di un ponte per la misura di impedenze con T magico.

Un indicatore di potenza di questo tipo deve naturalmente essere adattato alla linea su cui viene inserito in modo che non dia luogo a riflessioni. Generalmente è molto difficoltoso realizzare un buon adattamento per cui un indicatore di questo tipo non viene usato come terminazione bensì si usa soltanto per una misura relativa della potenza e generalmente viene usato con una linea tagliata per la misura del ROS rivelando la tensione *rf* estratta dalla sonda.

Per aumentare la sensibilità di questo sistema di misura e diminuire l'errore nella misura del ROS dovuto alla penetrazione della sonda si può modulare il segnale rf in modo che al cristallo rivelatore si possa far seguire un amplificatore selettivo accordato sulla frequenza di modulazione (fig. 3).

L'ampiezza del segnale modulato ottenuta all'uscita del cristallo sarà proporzionale alla potenza *rf* estratta dalla sonda. Avendo a disposizione un apparato ad altissima amplificazione è possibile fare una misura accurata del ROS con una penetrazione irrisoria della sonda (fig. 8).

b) Calorimetri.

I calorimetri usati per la misura della potenza nel campo delle microonde si basano sul concetto di riempire con acqua una regione, limitata da dielettrici praticamente non assorbenti, di una guida d'onda o di una linea coassiale che sono predisposti in modo che l'energia elettromagnetica che vi affluisce viene assorbita totalmente dal liquido ed in esso convertita in calore.

La quantità di calore sviluppata nel liquido determina un aumento di temperatura dalla cui misura si può risalire alla potenza *rf*.

Un tipico calorimetro a linea coassiale è schematizzata in fig. 9. L'acqua è contenuta in una sezione della linea avente una entrata ed una uscita che permettono una circolazione continua dell'acqua in questa sezione. Misurando le temperature di entrata e di uscita dell'acqua e il rapporto fra i flussi di entrata e di uscita è facile risalire alla potenza assorbita dall'acqua. In genere viene usato un trasformatore a dielettrico per separare la regione in cui c'è acqua dalla linea e per l'adattamento del carico. Generalmente lo spessore del dielettrico viene fatto un quarto d'onda. In altri casi, specie nelle guide d'onda, viene inserito nel tratto terminale della guida un recipiente con pareti dielettriche la cui forma è rappresentata in fig. 10.

Fig. 7. - Misuratore di potenza usante un rivelatore a cristallo: a) circuito di impiego; b) misura della potenza di picco; c) misura della potenza media.

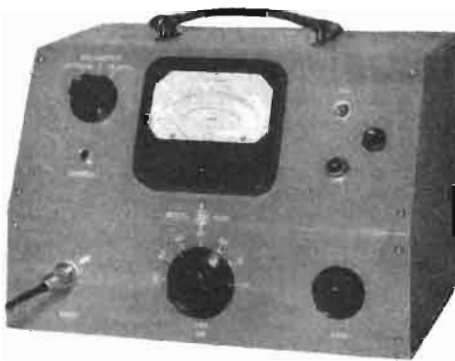



Fig. 8. - Amplificatore selettivo a 1000 Hz rivelatore di onde stazionarie (Hewlett-Packard).

La sezione è lentamente decrescente verso il generatore onde ottenere un buon adattamento. Naturalmente nel recipiente il liquido deve circolare con flusso costante.

I calorimetri danno buoni risultati però si prestano per misure di potenze elevate, superiori ai 20 W. Gli unici inconvenienti che si possono riscontrare sono: possibilità di formazione di sacche d'aria e adattamento ottimo solo per una limitata banda di frequenza data la configurazione fissa del sistema.

Fig. 9. - Calorimetro e linea coassiale. a) Equipaggiamento per il controllo del rapporto tra i flussi di ingresso e di uscita dell'acqua e per la misura della differenza di temperatura.

c) Bolometri.

Per misure di potenze da circa un microwatt a decine di milliwatt, lo strumento che viene generalmente usato è il bolometro.

Il bolometro consiste semplicemente in una resistenza il cui valore è funzione della potenza che viene ivi dissipata.

Realizzato comunemente mediante un corto e diritto filo di piccolo diametro, la potenza dissipata, quando la tensione *rf* viene applicata ai suo capi risulta determinata per mezzo di un ponte di Weathstone dal risultante cambiamento del valore di resistenza.

Gli elementi bolometrici, come i termistori, vengono costruiti da moltissime ditte americane e sono generalmente racchiusi in involucri di vetro come i normali fusibili.

A frequenze relativamente basse è facile ottenere che un filo, per esempio: un filo di platino per fusibile da 10 mA, presenti una impedenza *rf* uguale alla sua resistenza in c.c. R.

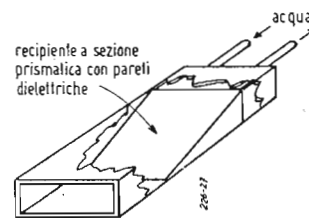



Fig. 10. - Calorimetro a guida d'onda.

Con l'aumentare della frequenza l'induttanza del filo comincia ad introdurre una componente reattiva che fa aumentare l'impedenza rispetto alla R. Per elementi usati nei piccoli fusibili questo errore comincia a diventare apprezzabile a frequenze dell'ordine di 500 MHz. Usando questi elementi con una sezione adattatrice si può avere una estensione del campo di frequenza.

La fig. 11 mostra un complesso sintonizzabile che adatta una linea a 50 ohm ad un bolometro avente una resistenza di 200 ohm, fra 1000 e 4000 MHz. Questo circuito usa un sintonizzatore a doppio stub ed impiega il bolometro come conduttore centrale del connettore di uscita.

Molti tipi di circuiti a ponte sono usati per determinare la variazione di resistenza dei bolometri. E' da notare che se gli elementi bolometrici ammettono delle variazioni di resistenza apprezzabili, dovute all'assorbimento di potenza *rf*, l'adattamento fra il generatore e questi elementi può variare.

Un circuito che permette di superare questo problema è schematizzato a blocchi in fig. 12.

Questo circuito consiste in un ponte autobilanciato, con un bolometro inserito in un suo ramo ed un voltmetro *bf* indicatore.

Un amplificatore ad alto guadagno è connesso ai capi del ponte come rivelatore e

l'uscita di questo amplificatore viene usata come sorgente pilota per il ponte. Questo circuito oscillerà e manterrà il ponte bilanciato. Il dimensionamento è fatto in modo che il bilanciamento sia fatto per una resistenza bolometrica di 200 ohm.

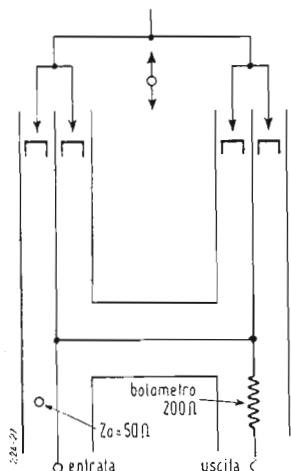



Fig. 11. - Elemento bolometrico con doppio stub di adattamento.

L'ampiezza dell'oscillazione è scelta quindi in modo tale da ottenere l'equilibrio per una resistenza bolometrica di 200 ohm. La frequenza di oscillazione è determinata dal circuito del ponte e generalmente è una frequenza audio.

Quando la potenza *rf* è applicata all'elemento bolometrico la resistenza del medesimo aumenta e per muntenere il ponte

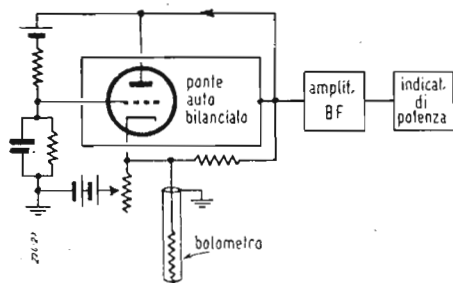



Fig. 12. - Schema di principio di un ponte autobilanciato con misuratore di potenza.

bilanciato l'ampiezza dell'oscillazione diminuisce così che la potenza che dissipa sull'elemento è sempre la stessa.

La riduzione dell'ampiezza di oscillazione sarà proporzionale alla potenza *rf* e quindi un voltmetro *bf* può essere calibrato in potenza *rf* che si dissipa sul bolometro.

E' da notare che in questo sistema l'elemento bolometrico ha sempre una impedenza di 200 ohm e quindi l'adattamento è sempre assicurato. Con questo sistema si possono fare misure con un'accuratezza del 5 %.

(*continua*)

* * *

La Svizzera si sta rapidamente attrezzando per un efficiente servizio di televisione circolare. Oltre al trasmettitore di Zurigo (sperimentale del P.T.T.) è ora in corso di montaggio un trasmettitore TV da 5 kW sulla cima della Dole (Suisse romande) che assicurerà un efficiente servizio a mezzo milione di abitanti.

La frequenza di funzionamento sarà di 61-68 MHz.

Dalle rive del Tamigi

Energia atomica a scopo di pace

Il 26 gennaio il Ministro dei Rifornimenti Duncan Sandys, ha fatto una dichiarazione ai Comuni sulle ricerche svolte in Gran Bretagna per l'impiego dell'energia atomica a scopi di pace.

Rispondendo a un'interrogazione, egli ha detto: « La produzione di energia elettrica da quella atomica solleva numerosi nuovi problemi che sono stati studiati alla luce delle esperienze ottenute ad Harwell. Abbiamo inoltre tratto vantaggio dalle discussioni avute con esperti canadesi circa i risultati da essi ottenuti con il loro reattore ad acqua pesante di Chalk River, Ontario.

« Il metodo più sicuro di generare energia elettrica da quella atomica sarebbe di costruire un tipo migliorato di reattore a uranio, contenuto in una camera a pressione, il cui calore venga convogliato mediante gas compressi a un convenzionale generatore elettrico. Come sottoprodotto tale apparecchio darebbe plutonio che potrebbe essere usato come combustibile per altri reattori. Le possibilità di un simile reattore vengono attentamente studiate. Se le prospettive risulteranno favorevoli pensiamo costruire una centrale atomica sperimentale di questo tipo.

« Nello stesso tempo intendiamo sviluppare reattori di tipo più perfezionato, i cosidetti "generatori" che producono più materiale fissionabile di quanto non ne consumino. Per facilitare lo studio di tali metodi, un piccolo reattore del genere a carattere sperimentale viene costruito ad Harwell e sarà completato entro qualche mese.

« Intanto ad Harwell e a Risley procedono gli studi per un "generatore" capace di produrre sostanziali quantitativi di elettricità e attualmente stiamo cercando la località adatta per la costruzione dell'impianto.

« Ad Harwell stiamo anche costruendo un reattore a uranio naturale e ad acqua pesante che produrrà un molto più intenso flusso di neutroni di quanto non sia possibile con il nostro equipaggiamento. Questo reattore sarà per lavori di ricerca e non verrà usato per generare elettricità. Esso aumenterà, tuttavia, notevolmente sia la quantità che la varietà degli isotopi radioattivi per scopi industriali, scientifici e medici. Per il completamento di tale progetto occorreranno circa quattro anni.

« Non ci proponiamo di studiare l'applicazione dell'energia nucleare alla propulsione fin quando non avremo ottenuto maggiore esperienza nello sviluppo di centrali elettriche nucleari fisse. E' troppo presto per dire con qualche precisione quando elettricità generata da energia atomica potrà essere disponibile in quantitativi di una certa importanza per scopi industriali. Non è certo da immaginare che i reattori nucleari sostituiscano nel prossimo futuro gli attuali metodi per produrre elettricità. Ma se i problemi tecnici connessi verranno, come speriamo, risolti felicemente e i nuovi metodi risulteranno economici, non vi è alcuna ragione perchè i reattori nucleari non debbano prima che passi molto tempo rappresentare un'utile fonte addizionale di energia industriale ».

Attrezzature elettriche alla B.I.F.

Tra le numerose, interessanti novità che verranno esposte alla sezione di Birmingham della Fiera delle Industrie Britanniche (Londra-Birmingham, 27 aprile 8 maggio) figureranno, fra l'altro degli acessori pieghevoli per illuminazione, che permettono di ridurre il costo dell'imballaggio e del trasporto (Osborn Manufacturing Co., Ltd., 5/13 Highgate Square, Moseley Road, Birmingham, 12).

Uno strumento di controllo ad alta precisione consistente di un indicatore della temperatura e di un regolatore elettronico; questo strumento può controllare temperature da 0,2 gradi centigradi fino a 1000 ed è particolarmente utile per lavorazione a caldo di parti di aeroplano richiedenti una grande accuratezza (Ether Ltd., Tyburn Road, Erdington, Birmingham).

Un separatore portatile per fonderie che, ideato particolarmente per i lavori non in serie, estrae il contenuto ferroso; esso comprende una puleggia magnetica « Rapid », un nastro trasportatore, un vaglio, ed è montato su ruote. La stessa ditta (Rapid Magnetic Machines Ltd., Lombard Street, Birmingham, 12) esporrà anche il « Magna Lift », un magnete di sollevamento con un diametro di soli 30 cm., che può essere adattato a qualsiasi voltaggio e può sollevare un peso di oltre 2000 kg, da usare nelle piccole fonderie per lavori non in serie. E' il più piccolo della gamma di magneti di sollevamento costruiti da questa ditta: il più grande ha un diametro di m. 1,90 e può sollevare sino a 26.670 kg.

Mostra radio alla Grosvenor House

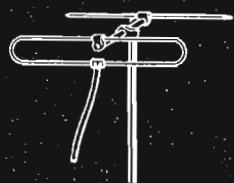
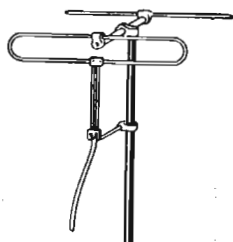
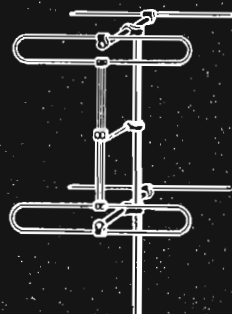
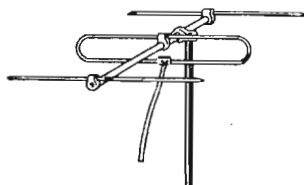
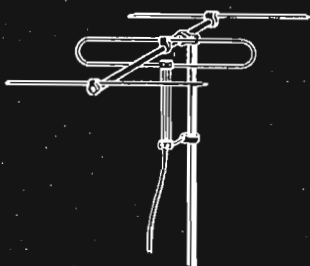
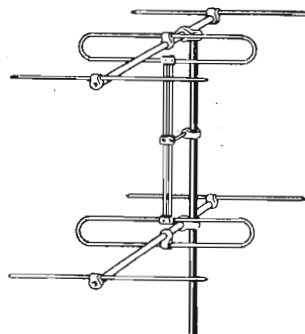
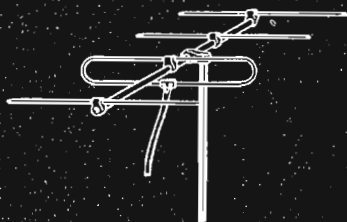
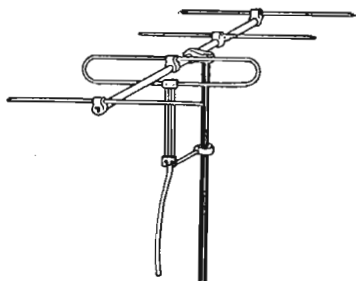
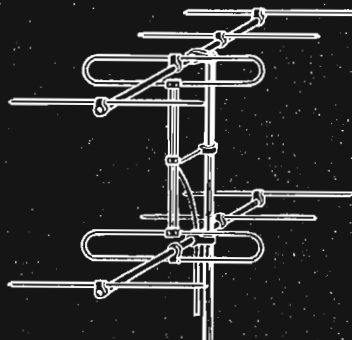
Alla Mostra delle Parti Componenti Radio, che si svolgerà quest'anno nel mese di aprile alla Grosvenor House, Londra, sarà presente un numero di espositori superiore a quello degli anni scorsi.

Come sempre, la manifestazione coprirà un grandissimo numero di elementi, dalle valvole ai congegni per verifiche usati dall'industria delle radio e della televisione, nonchè da quella elettronica e delle telecomunicazioni.

Le parti componenti andranno dagli altoparlanti e dai tubi a raggi catodici ai più piccoli condensatori del mondo. Verranno posti in speciale evidenza gli ultimissimi materiali magnetici che hanno contribuito alla « miniaturizzazione » e alle leghe e che, usati originariamente in sostituzione di altri materiali, trovano ora applicazione per i loro pregi qualitativi.

La manifestazione attrae regolarmente un numero considerevole di tecnici di molti paesi. L'anno scorso visitarono la mostra persone provenienti da ben 36 paesi. La reputazione goduta all'estero dalle parti componenti radio costruite in Gran Bretagna è illustrata dalle cifre relative alle esportazioni. Nel 1952 tali esportazioni superarono il valore complessivo di 8 milioni di sterline, essendo costantemente aumentate ogni anno da 1,4 milioni di sterline nel 1946.

* * *

Ad una recente Mostra tecnica londinese sono stati esposti i 100 brevetti più importanti del secolo. Fra i 12 brevetti della radio figurava quello della radiotelegrafia (Marconi, 1897), quello della supereterodina (Armstrong, 1923), quello della televisione (Baird, 1924), e quello del radar (Watson-Watt, 1936).

AC 200

AC 201

AC 201 + 201

AC 300

AC 301

AC 301 · 301

AC 400

AC 401

AC 401 + 401

- LE ANTENNE PIÙ ADATTE PER OGNI PARTICOLARE INSTALLAZIONE TV e FM
- LA PIÙ LUNGA ESPERIENZA IN FATTO DI ANTENNE RICEVENTI PER TV e FM
- IL MAGGIORE NUMERO DI IMPIANTI EFFETTUATI IN TUTTA ITALIA
- LE ANTENNE PIÙ EFFICIENTI E DI PIÙ FACILE MONTAGGIO

Chiedete il nuovo LISTINO SETTEMBRE 1952 e l'istruzione

"Note per la scelta e il montaggio di Antenne per TV e FM"

ANTENNE PER TELEVISIONE E MODULAZIONE DI FREQUENZA

Lionello Napoli

VIALE UMBRIA, 80 • MILANO • TELEFONO 57.30.49

RADIO ITALIANA

RAI

L'antenna del nuovo trasmettitore da 25 kW di Pisa 2, inaugurato il 29 marzo scorso e destinato ad irradiare per le provincie di Pisa, Livorno, Lucca, Apuania e La Spezia le trasmissioni del Secondo Programma. La torre a traliccio, alta 135 metri, sorge nella zona di Coltano, fra Pisa e Livorno.

L'antenna del Centro Trasmittente di Pescara-San Silvestro. La torre è utilizzata tanto per il trasmettitore di Pescara 1, inaugurato nel 1950 e irradiante il Programma Nazionale, quanto per il nuovo trasmettitore di Pecsara 2, inaugurato il 29 marzo scorso e irradiante il Secondo Programma.

L'edificio centrale del complesso di Portofino, intonato alle caratteristiche ambientali della zona turistica. In secondo piano la torre a traliccio alta 100 metri alla sommità della quale è ancorata la draglia in fune d'acciaio lunga 700 metri e terminante dall'altra parte sulla vetta del Monte Telegrafo.

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura del Dott. Ing. Alessandro Banfi

LA TV ALLA FIERA DI MILANO

La Fiera di Milano che aveva sin dal 1947 assunto il nobile incarico di tener desto presso il suo vasto pubblico internazionale l'interesse per la televisione, annovera definitivamente quest'anno la TV nel settore merceologico accanto alla Radio.

Per ben sei anni consecutivi la Fiera di Milano ha ospitato e propagandato la televisione, sotto la direzione dello scrivente, presentandone ogni anno l'espressione del più evoluto progresso tecnico.

Nel 1947 in occasione della ricorrenza delle celebrazioni del cinquantenario marconiano la TV del dopoguerra faceva la sua comparsa con un perfetto equipaggiamento americano R.C.A., riprendendo per la prima volta degli spettacoli pubblici dal Teatro alla Scala e ritrasmettendoli per ponte radio nel recinto della Fiera.

Nell'anno successivo un altro modernissimo impianto americano della G.E. Co., presentato nello " stand " del Gruppo Marelli. trasmise per il pubblico una serie di programmi di varietà ed interviste.

Nel 1949 nel Salone della TV al Palazzo delle Nazioni in Fiera fece la sua apparizione trionfale la televisione a colori della PYE inglese. Fu un successo senza precedenti e centinaia di migliaia di spettatori poterono rendersi conto del valore e dell'attrattiva del colore nella TV.

Nel 1950 la Fiera di Milano presentò uno accanto all'altro i tre " standards " TV esistenti nel mondo: lo " standard " inglese a 405 righe, lo " standard " europeo C.C.I.R. a 625 righe e lo " standard " francese a 819 righe.

Fu una interessantissima dimostrazione di alto valore tecnico-pratico che permetteva di paragonare e giudicare " de visu " la qualità e l'efficienza dei tre standard in concorrenza.

L'Italia non aveva ancor fatto ufficialmente la sua scelta.

Nel successivo 1951 un'altra primizia venne presentata alla Fiera di Milano: il sistema di proiezione della TV su grande schermo mediante il film intermediario, realizzato dalle Case francesi Radio Industrie e Debrie.

Con tale impianto venne ripreso e proiettato nello stesso istante sullo schermo del Cinema sperimentale in Fiera, lo svolgimento del Gran Premio della Fiera dalla pista del Trotto a S. Siro.

Infine nel 1952 il Salone della TV al Palazzo delle Nazioni coincise con la messa in funzione sperimentale della nuova emittente televisiva milanese della R.A.I. collegata mediante ponte radio alla gemella di Torino, già in funzione sperimentale dall'anno precedente.

L'attuale Fiera di Milano vede la TV già avviata al sicuro successo di favore del pubblico sotto il segno del motto: 1953 Anno della TV italiana.

La Fiera segna il felice inizio commerciale del mercato dei televisori presenti in gran copia ed in netta concorrenza di qualità e prezzi.

Il pubblico visitatore della Fiera potrà rendersi conto dell'imponenza di questo settore commerciale che oggi muove i primi agitati passi.

Molti sono ancora i problemi di risolvere: non dal lato tecnico, chè ormai i televisori sono tanto progrediti da non consentire grandi cambiamenti o perfezionamenti in un prossimo futuro. Sono piuttosto problemi di produzione e di impostazione tecnico-commerciale che devono trovare soluzione.

Non ultimo fra essi quello del servizio d'assistenza tecnica presso gli acquirenti di televisori e quello dei tecnici specializzati.

A questi ultimi si schiude la prospettiva di un brillante avvenire, particolarmente per i più intelligenti e più tempestivi nei loro propositi.

Un ottimo Corso Nazionale di istruzione per corrispondenza, per la creazione di buoni tecnici specialmente in TV, sta riportando un successo senza precedenti come numero di iscritti: ciò è di buon auspicio per le sorti future della TV in Italia.

E per concludere non possiamo passare sotto silenzio la circostanza che contemporaneamente alla Fiera di Milano due nuovi impianti trasmettenti TV della R.A.I. sono in stato di avanzato allestimento: quello regionale del Monte Penice e quello di Genova.

La R.A.I. sta effettivamente procedendo a tutto gas nell'allestimento dei suoi previsti impianti TV e tutto lascia sperare che nel prossimo autunno si possa entrare in una nuova fase di servizio regolare di TV circolare per una buona aliquota di territorio nazionale.

A. Banfi

Il tubo catodico

dott. ing. Alessandro Banfi

Tra i vari dispositivi proposti per riprodurre un'immagine televisiva quello oggi universalmente adottato è il tubo catodico detto anche tubo a raggi catodici.

Un tubo catodico consiste in un bulbo di vetro o parzialmente metallico nel quale è praticato un vuoto spinto. La parte tronco conica del bulbo è terminata da un lato da una parete quasi piana in vetro circolare o rettangolare, lo schermo, e dall'altro lato da un collo cilindrico in vetro terminante in uno zoccolo d'attacco. Alla estremità del collo cilindrico è collocato internamente ed in posizione assiale il proiettore elettronico o « gun » destinato alla generazione di un pennello elettronico.

La parete terminale di chiusura della parte più larga del raccordo tronco conico dell'involucro del tubo catodico, contrapposta al collo cilindrico contenente il proiettore elettronico, costituisce lo schermo di osservazione sul quale viene a generarsi l'immagine televisiva (fig. 1).

La parte tronco conica dell'involucro del tubo catodico è sovente costruita in lastra d'acciaio: lo schermo d'osservazione, in vetro, ed il collo, pure in vetro, contenente il proiettore elettronico, vengono saldati alla fiamma.

Il proiettore elettronico o « gun » è costituito da un corpo emettitore di elettroni o catodo, seguito da un complesso di altri elettrodi, fra i quali un cilindro di controllo o griglia ed uno o due anodi che intervengono nella formazione del pennello elettronico.

L'elettrone o corpuscolo elementare di elettricità negativa possiede una realtà fisica ben accertata da quando scienziati come il Millikan, lo Schotty ed altri hanno potuto con metodi diversi determinarne la carica.

« Conosciuta la carica, che chiameremo **e** dell'elettrone, la sua massa che chiameremo **m**, ha potuto essere anche essa determinata mediante la misura del rapporto **e/m**.

La teoria della relatività indica però che la massa non è costante ma aumenta con la velocità.

Si immagini ora un elettrone, emesso per esempio da un catodo incandescente, posto in un campo elettrico ottenuto portando l'anodo ad un determinato potenziale positivo rispetto al catodo (vedi fig. 2).

Tale elettrone è sottoposto ad una forza che lo spinge verso l'anodo e gli imprime una determinata velocità.

Se per esempio l'elettrone parte da un catodo a potenziale zero verso un anodo a potenziale positivo di supponiamo 30.000 volt non è difficile calcolare la sua velocità che risulta essere, in questo caso particolare, di ben 103.000 chilometri al secondo. La figura 3 dà una sezione schematica di un proiettore elettronico o « gun ».

Esso consiste nel catodo emettitore di elettroni riscaldato indirettamente. Tale catodo è costituito da un piccolo cilindretto di nichel del diametro di circa 3 millimetri e della lunghezza di circa 8 millimetri. Questo cilindretto di nichel è chiuso ad una estremità e sulla faccia esterna circolare di chiusura è depositato uno strato di ossidi emettitori di elettroni col riscaldamento. L'elemento riscaldante è come nelle comuni valvole termoioniche, costituito da un filo di tungsteno ricoperto di vernice isolante introdotto nella parte interna del cilindretto di nichel anzidetto ed avvolto in doppio in modo da annullare qualsiasi campo magnetico che possa influire sul fascio elettronico emesso dal catodo. La fig. 4 mostra la costituzione di tale catodo riscaldato indirettamente.

Il catodo è completamente racchiuso nell'elettrodo di controllo o griglia, il quale ha esso pure la forma di un cilindretto di nichel di diametro maggiore e chiuso pure ad una estremità. In tale parete di chiusura è praticato al centro un forellino circolare del diametro di circa 1/10 di millimetro (fig. 5). La particolare posizione dell'elettrodo di controllo o griglia, gli consente di controllare la quantità degli elettroni ammessi ad attraversare il forellino al centro della sua parete di chiusura e

Fig. 1. - Costituzione schematica di un tubo catodico per ricevitori TV.

Fig. 2. - Elettroni emessi dal catodo si dirigono verso l'anodo dando luogo ad una corrente nel circuito esterno alimentato dalla batteria *B*, diretta in senso opposto al moto degli elettroni stessi.

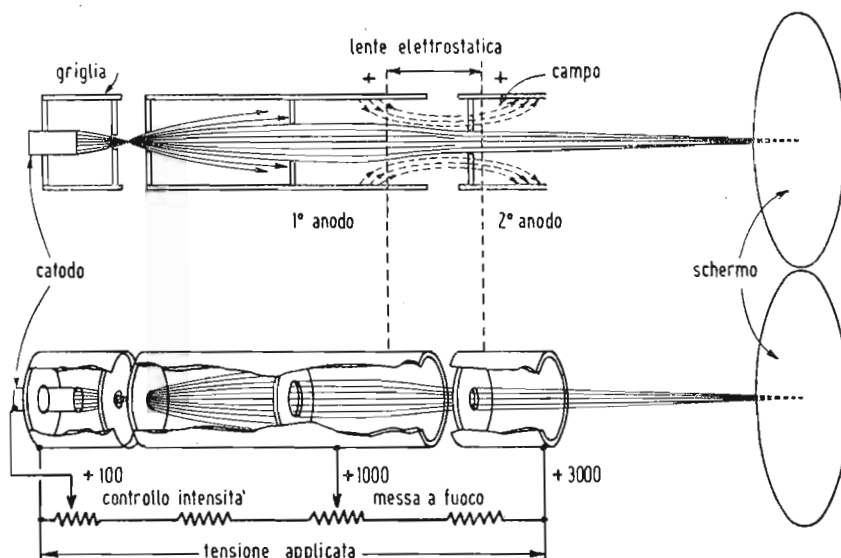



Fig. 3. - Costituzione schematica di un proiettore elettronico « gun » per la formazione del pennello elettronico analizzatore.

quindi l'intensità del pennello elettronico che da tale forellino scaturisce.

All'elettrodo di controllo o griglia fa seguito, disposto assialmente, il primo anodo fig. 3), costituito da un cilindretto metallico provvisto di uno o due diaframmi forati al centro.

Segue talvolta un secondo anodo anch'esso costituito da un cilindro di maggiore diametro disposto assialmente ai primi elettrodi.

Il funzionamento del proiettore elettronico o « gun » avviene nel modo seguente. Gli elettroni emessi dal catodo riscaldato vengono inizialmente accelerati dalla tensione positiva applicata al primo anodo mentre la corrispondente tensione negativa è applicata al catodo. In condizioni normali, le linee di forza elettrostatiche fra anodo e catodo passano attraverso il forellino dell'elettrodo sochè impossibile realizzare una semplice lente elettronica. Il campo elettrostatico produce sempre una combinazione di lenti positive e negative. Comunque mediante una opportuna forma e disposizione degli elettrodi e dei potenziali, è sempre possibile realizzare un obiettivo elettrostatico composto, equivalente ad una lente ottica negativa o positiva, cioè divergente o convergente. La fig. 6 mostra l'ottica elettronica di un proiettore elettronico o « gun » e la corrispondente analoga vicenda di un raggio luminoso in un normale sistema ottico. L'ottica elettronica anzidetta si avvale oltre che di campi elettrostatici anche di campi elettromagnetici mediante i quali è possibile dirigere e concentrare il pennello elettronico su uno schermo contrapposto in modo di formare su quest'ultimo una piccola traccampo si presenta nella proiezione di vere e proprie immagini elettroniche (ad esempio nel microscopio elettronico).

Lo schermo sul quale viene focalizzato lo « spot » del pennello elettronico è ricoperto sulla faccia interna da uno straterello di sostanza fluorescente la quale si illumina (macchia o « spot ») quando viene bombardata dagli elettroni del pennello catodico.

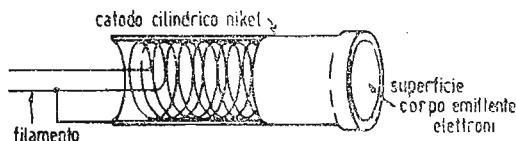
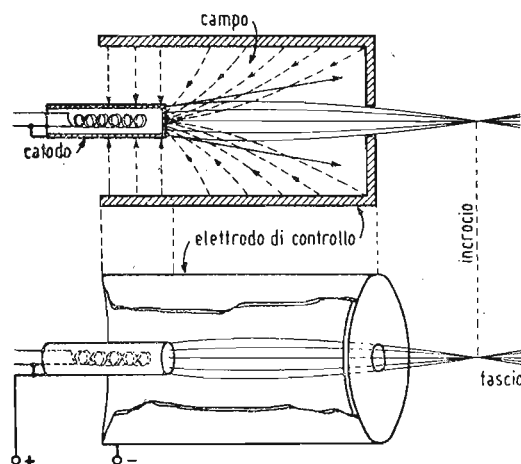
L'intensità di tale illuminazione è in diretto rapporto con la velocità ed il numero degli elettroni collidenti provenienti dal proiettore elettronico o « gun ». Modulando pertanto il pennello elettronico mediante l'elettrodo di controllo o griglia del « gun », variando cioè il numero degli elettroni del pennello elettronico, si verrà a variare in diretto rapporto la luminosità dello « spot » sullo schermo fluorescente.

(*sopra*)

Fig. 4. - Costituzione del catodo di un proiettore elettronico « gun ».

(*a destra*)

Fig. 5. - Il catodo e l'elettrodo di controllo (griglia) di un proiettore elettronico « gun ».

di controllo. Se però l'elettrodo di controllo o griglia viene portato ad un potenziale più negativo del catodo e se tale valore di potenziale negativo è sufficientemente elevato, nessun elettrone potrà passare attraverso l'apertura centrale dell'elettrodo di controllo stesso. Variando quindi la tensione negativa dell'elettrodo di controllo o griglia, rispetto al catodo, la corrente di elettroni che attraversa l'apertura centrale dell'elettrodo di controllo, e che dà luogo al pennello elettronico, può essere controllata esattamente nello stesso modo in cui la griglia controlla il flusso elettronico in un comune triodo.

Gli elettroni uscenti dalla apertura dell'elettrodo di controllo o griglia, che tenderebbero a divergere per mutua repulsione, vengono forzati a raccogliersi assialmente all'interno del primo anodo a causa dell'azione delle linee di forza del campo elettrostatico esistente. Gli elettroni sono quindi forzati a raccogliersi in un sottile pennello ed a muoversi lungo l'asse del complesso di elettrodi costituenti il proiettore elettronico o « gun ».

Tale azione è analoga a quella esercitata su un raggio di luce da lenti ottiche, e per tale motivo questo fenomeno ha preso il nome di ottica elettronica o elettronottica.

Le lenti elettrostatiche hanno però la peculiarità che il loro indice di rifrazione per gli elettroni, non è confinato sulla superficie di separazione dei mezzi ottici come si verifica nell'ottica normale, ma varia attraverso tutta la lunghezza del campo elettrostatico. E' prescia circolare chiamata « spot ».

In pratica un sistema ottico elettronico presenta come un sistema ottico normale difetti fisici ben determinati che richiedono calcolo ed accurate prove sperimentali per eliminarli. I principali difetti fisici presentati da un obiettivo elettronico sono: astigmatismo, aberrazione di sfericità e curvatura di campo.

Fig. 6. - L'ottica elettronica di un proiettore elettronico « gun » e la corrispondente similitudine di ottica luminosa.

Nel caso particolare che l'ottica elettronica sia quella di un pennello catodico da far convergere in uno « spot » di piccole dimensioni su uno schermo di utilizzazione, i primi due difetti sono i più frequenti, mentre la curvatura di

Le sostanze usate per il rivestimento fluorescente interno dello schermo del tubo catodico sono dei composti chimici di sali metallici quali lo zinco, il cadmio, il berillio, ecc., con altri elementi quali ossigeno, silicio e zolfo.

A seconda del genere di elemento usato si possono ottenere fluorescenze di vario colore. Queste sostanze fluorescenti vengono chiamate « fosfori » e sono generalmente mescolate con piccole quantità di speciali sostanze chiamate « attivatori ». Il tipo di fosforo oggi generalmente usato nei moderni tubi riceventi, chiamato $\mathbf{P_4}$, è costituito da una

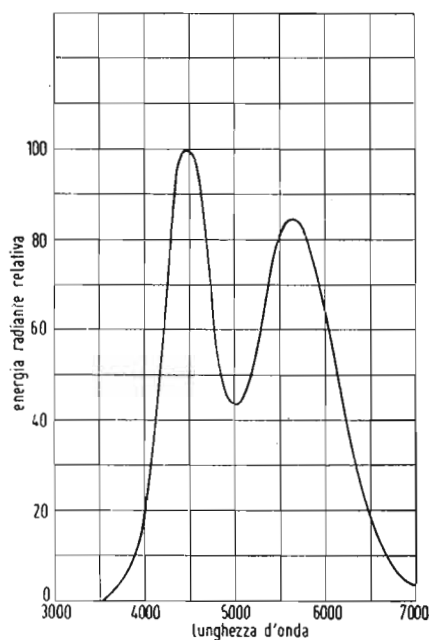



Fig. 7. - Spettro di emissione luminosa del fosforo *P4* generalmente usato per lo schermo dei tubi catodici TV. I due massimi sono in corrispondenza della luce giallo-verde e blu.

miscela ad alta purezza di solfito di zinco e di cadmio, che dà una fluorescenza praticamente bianca (fig. 7). L'attivatore è costituito da argento in minima quantità. Si è detto che la luminosità della sostanza fluorescente o « fosforo », applicata sulla faccia posteriore dello schermo in vetro del tubo catodico è in diretto rapporto con la velocità degli elettroni che la colpiscono. E' facile quindi comprendere come con tensioni anodiche più elevate la velocità degli elettroni componenti il pennello catodco aumenti e perciò aumenti la luminosità dello « spot ».

La proprietà delle sostanze fluorescenti o « fosfori », di rimanere luminose anche dopo la cessazione del bombardamento elettronico è chiamata persistenza.

In certe applicazioni ove occorre che un'immagine permanga per qualche tempo (anche alcuni secondi) come avviene ad esempio negli schermi dei radar, la sostanza fluorescente è bene abbia una lunga persistenza.

In televisione ove le immagini si muovono rapidamente, la persistenza deve essere limitata ad un 25mo di secondo altrimenti ne deriverebbe una perdita di dettaglio dell'immagine.

Quando il pennello elettronico colpisce lo schermo fluorescente, provoca una emissione secondaria di elettroni nel punto bombardato. Se questi elettroni secondari non vengono rimossi, si accumulano formando una sorta di nebbia elettronica di fronte allo schermo, che provoca delle anomalie di funzionamento.

Per eliminare l'accumulo di nuvola elettronica, la parete interna dell'involucro di vetro del tubo catodico, ricoperta da uno straterello di grafite conduttrice (acquadag) è collegato alla alta tensione acceleratrice del secondo anodo del tubo stesso. In molti casi tale rivestimento conduttore interno funge anche da secondo anodo acceleratore.

E' facile comprendere come gli elettroni secondari emessi dallo strato fluorescente bombardato vengono attratti e captati da tale rivestimento ad alta tensione.

Un perfezionamento recentemente introdotto nella costruzione dei tubi catodici riceventi è costituito dalla metallizzazione interna dello strato fluorescente. Su di esso viene deposto, mediante sublimazione in vuoto, un sottilissimo strato di alluminio (spess. circa 0,1 micron) che viene facilmente attraversato dagli elettroni ad alta velocità del pennello catodico, ma è opaco per la luce di fluorescenza dello schermo la quale viene pertanto totalmente riflessa in avanti, raddoppiando praticamente la luminosità dell'immagine ed aumentandone fortemente il contrasto poichè le zone buie non vengono illuminate dalla luce riflessa dalle pareti interne del tubo.

Allo scopo di assicurare la perfetta continuità metallica ed aderenza dello straterello di alluminio, questo non viene deposto direttamente sulla sostanza fluorescente dello schermo, bensì su uno straterello interposto di nitrocellulosa, il quale ha la funzione di aderire da un lato alla sostanza fluorescente e dall'altro allo straterello di alluminio (fig. 8).

Fig. 8. - Sezione del bulbo di un tubo catodico a schermo alluminato.

Il rivestimento metallico posteriore dello schermo fluorescente ha l'effetto di aumentare il rendimento luminoso della sostanza fluorescente o fosforo, particolarmente con tensioni anodiche elevate. Ciò si spiega col fatto che lo strato metallico costituisce un vero e proprio drenaggio delle cariche negative dell'emissione secondaria le quali altrimenti costituirebbero una barriera di ritardo per gli elettroni del pennello elettronico. La fig. 9 illustra l'effetto della alluminazione dello schermo fluorescente sul rendimento luminoso dello schermo stesso.

Nei tubi catodici con bulbo in tutto vetro, la superficie esterna della parte imbutiforme viene ricoperta con una vernice conduttrice. Tale strato di conduttore forma con lo strato conduttore grafitico (« acquadag ») che riveste le pareti interne del bulbo in vetro, un vero e proprio condensatore del valore di alcuni picofarad che viene utilizzato come capacità filtro ed accumulo dell'alta tensione anodica.

LA MACCHIA IONICA

Uno dei difetti presentati dai tubi catodici riceventi di costruzione non recente, era la formazione di una macchia scura nel centro dello schermo fluorescente; ciò si verificava dopo 30-40 ore di funzionamento. Quando la macchia scura appariva sullo schermo non vi era più nulla da fare: solo la sostituzione del tubo poteva rimediare in modo piuttosto costoso a tale grave inconveniente.

In un tubo a vuoto sono sempre presenti, ad onta delle infinite precauzioni usate nella sua fabbricazione, molecole di gas residui. La ionizzazione di molecole gassose provoca ioni positivi. Questi ioni positivi si depositano sugli elettrodi negativi del tubo (griglia o catodo). Gli ioni positivi sulla griglia provocano corrente inversa e diminuzione della polarizzazione; raggiungendo il catodo ne provocano la disintegrazione. Gli ioni negativi si formano per cattura di un elettrone da parte delle molecole gassose contenute nel tubo; viaggiando, essi raggiungono lo schermo fluorescente.

Un campo elettrostatico deflette ugualmente bene gli ioni pesanti e gli elettroni leggeri; pertanto nei tubi catodici a deflessione elettrostatica non vi è concentrazione di ioni al centro dello schermo.

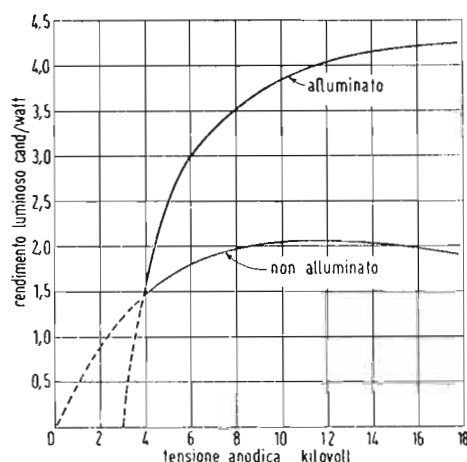



Fig. 9. - Efficienza luminosa degli schermi alluminati e non alluminati.

Un campo elettromagnetico provoca, per contro, una deflessione limitata degli ioni pesanti, agendo quindi quasi esclusivamente sugli elettroni leggeri. In tal modo con la deflessione elettromagnetica vengono deviati solo gli elettroni mentre gli ioni proseguono in fascio in linea retta, concentrandosi in una ristretta zona centrale dello schermo fluorescente.

L'ione idrogeno è il più leggero avendo una massa che è circa 1840 volte maggiore di quella dell'elettrone. Poichè la deviazione magnetica è proporzionale a $(e/m)^{1/2}$, un idrogenione carico di un elettrone subisce una deviazione che è $1/\sqrt{1840} = 1/43$ di quella subita da un elettrone. In un reticolo di 20×15 cm gli idrogenioni sono concentrati in una zona di $3{,}5 \div 4{,}7$ mm. Gli ioni più pesanti cadono entro aree minori intorno al centro dello schermo fluorescente. Gli

ioni producono disgregamento chimico del fosforo e dopo molte ore di uso del tubo, si produce al centro dello schermo una caratteristica area scura nota come macchia ionica. Per eliminare questo grave inconveniente occorre impedire agli ioni di raggiungere lo schermo fluorescente.

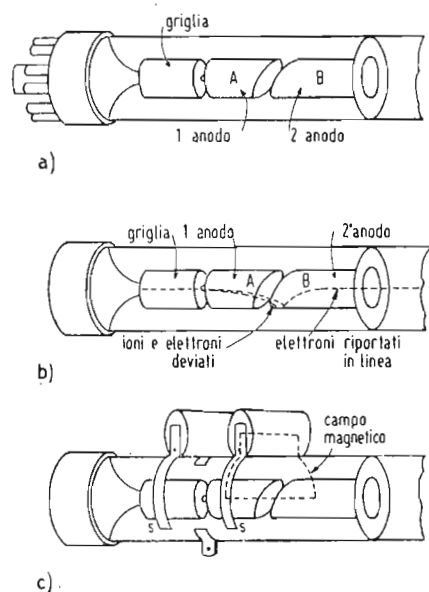



Fig. 10. - Trappola ionica a « gun » con taglio inclinato.

Sono stati escogitati vari sistemi per ovviare a tale grave inconveniente nei tubi catodici a deflessione elettromagnetica. Uno dei più comuni sistemi di tal genere è quello dell'impiego della cosidetta « trappola ionica ». Descriveremo due dei tipi di trappola ionica più comunemente usati. Entrambi sono fondati sul fatto che gli ioni sono poco influenzati da un campo magnetico. L'intero pennello catodico misto a ioni, viene deviato elettrostaticamente, nel primo tipo di trappola mediante una dissimetria del campo elettrico nell'interno del proiettore elettronico (gun) provocata mediante un taglio trasversale inclinato a becco di flauto di separazione fra il primo ed il secondo anodo cilindrico (fig. 10a). Nell'interno del secondo anodo è posto come già abbiamo visto in precedenza un diaframma con un foro centrale, pel passaggio del fascetto elettronico.

A causa della dissimmetria del campo elettrico provocata dal taglio a becco di flauto del proeittore elettronico, tutto il fascio di elettroni ed ioni, emesso dal catodo, viene deviato dal suo percorso rettilineo in modo da non poter più passare dal foro centrale del diaframma posto all'interno del secondo anodo.

Ora, poichè lo scopo finale è di arrestare gli ioni e di permettere agli elettroni di raggiungere lo schermo fluorescente, si ricorre al già citato fenomeno che gli elettroni sono molto più deviati degli ioni da un campo magnetico.

A tale scopo si colloca esternamente al collo del tubo, in corrispondenza al secondo anodo cilindrico del « gun », un magnetino generalmente piegato a cerchio (figg. 10 e 11).

Il fascetto elettronico viene così nuovamente deviato in senso opposto riportandolo quindi sulla traiettoria assiale primitiva attraversante il foro al centro del diaframma interno al secondo anodo, mentre gli ioni pesanti, poco deviati dal campo magnetico, vanno a cadere sulla parete di detto diaframma ove vengono neutralizzati. In fig. 10 viene illustrato tale sistema di trappola ionica.

In un secondo tipo di trappola ionica, anzichè deviare il fascio ioni-elettroni mediante un campo elettrico disimmetrico, il proiettore elettronico viene costruito in modo che l'asse del complesso catodo-griglia-primo anodo, non trovasi allineato coll'asse del secondo anodo, ma forma con quest'ultimo un leggero angolo: è il cosidetto « bent-gun » cioè proiettore piegato (fig. 12).

In tali condizioni il fascio ionico-elettronico va a collidere con la parte periferica del diaframma forato al centro interno al secondo anodo.

Un campo magnetico originato come nel caso precedente da un magnetino esterno al collo del tubo catodico, provoca la deviazione del solo fascetto elettronico, che può quindi attraversare il foro del diaframma e raggiungere lo schermo fluorescente. Gli ioni non deviati si disperdono sulla parete interna del secondo anodo. Un altro sistema per ovviare alla formazione della macchia ionica sullo schermo fluorescente è quello della metallizzazione interna dello schermo fluorescente, sopra citata. Lo straterello sottilissimo di alluminio, mentre viene attraversato dagli elettroni di piccola massa, arresta gli ioni di massa maggiore, fungendo pertanto anche da trappola ionica.

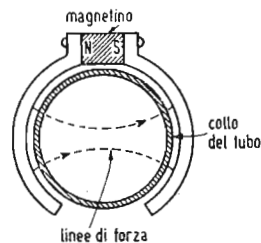



Fig. 11. - Magnetino circolare regolabile in posizione, per la trappola ionica.

Si è visto che gli ioni positivi si precipitano, al contrario di quelli negativi, verso l'elettrodo più negativo del sistema, cioè il catodo, provocandone una rapida disintegrazione. Le trappole ioniche costituite da magnetini applicati esternamente al collo del tubo in corrispondenza del « gun » hanno l'effetto di deviare sia gli ioni negativi che quelli positivi impedendo quindi a questi ultimi di deteriore il catodo.

Diagramma statistico della vita media dei tubi catodici per TV.

Ne deriva quindi come conseguenza logica che se la metallizzazione posteriore dello schermo fluorescente del tubo catodico può fungere da trappola ionica per gli ioni negativi, sarà sempre consigliabile disporre di una trappola ionica del tipo a magnetino, sul collo in corrispondenza del « gun », per la protezione del catodo degli ioni positivi.

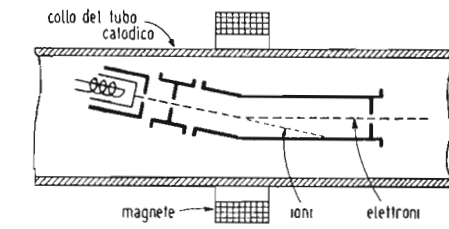



Fig. 12. - Trappola ionica a « gun » piegato.

La trappola ionica va regolata agendo sul magnetino applicato esternamente sulla prima parte del collo del tubo catodico in corrispondenza al « gun » interno. Tale magnetino va lentamente ruotato e spostato assialmente in avanti o indietro, mentre il tubo catodico è in funzione, sino ad ottenere, ferme restando tutte le altre regolazioni del tubo stesso, la massima luminosità dello schermo ed un « raster » (reticolo) quanto più regolare possibile. *

Stanno sorgendo in Francia ed in Inghilterra numerosi « tele-club » che hanno il duplice scopo di raccogliere i teleamatori sprovvisti di televisore in un ambiente accogliente dotato di un ottimo ricevitore, e di istruire chi lo desidera sulla tecnica TV onde dargli modo di costruirsi il proprio televisore.

A quest'ultimo proposito molti « teleclub » hanno organizzato dei corsi serali di TV con laboratorio costruzioni e misure.

* * *

Il trasmettitore TV della R.A.I. di Genova è pronto per la spedizione a Portofino ove verrà montato in brevissimo tempo.

Questo trasmettitore come pure quello destinato al Monte Venda, ha una potenza di 5 kW ed è costruito dalla Magneti Marelli su licenza General Electric.

* * *

Il trasmettitore relais TV della R.A.I. di Monte Beigua sopra Varazze è già in funzione sperimentale da qualche tempo ed è ben ricevuto in tutta la Riviera ligure di Ponente ed in parte di quella di Levante.

* * *

Il trasmettitore TV della R.A.I. del Monte Penice è pronto per entrare in servizio. Esso coprirà una vastissima zona della Valle padana, con la frequenza di 61-68 MHz.

E' di costruzione americana R.C.A.

La deviazione magnetica

(Parte quarta)

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE DEVIATORE

L'amplificatore di deviazione conserva il carattere di amplificatore di tensione anche se in definitiva il campo magnetico generato dalla bobina del giogo è fornito dalla corrente a dente di sega in essa circolante. L'amplificatore in oggetto è uno stadio di potenza, il cui carico anodico è costituito dalla bobina deviatrice attraverso un opportuno (auto)trasformatore se la bobina è di deviazione orizzontale, attraverso un trasformatore se la bobina è di deviazione verticale a bassa impedenza, ovvero attraverso una impedenza se la bobina di deviazione verticale è ad alta impedenza. In tutti i casi il circuito equivalente dell'amplificatore deflettore è quello di fig. 12 in cui L rappresenta l'induttanza della bobina deviatrice, R congloba le resistenze in corrente alternata della bobina e dell'amplificatore. Affinchè la corrente circolante in L sia a dente di sega, è necessario che la tensione di uscita dell'amplificatore abbia andamento trapezoidale. La sua ampiezza e forma si determinano facilmente sommando le tensioni (ampiezza e forma) che si localizzano ai capi di R e di L. Se la corrente durante il tempo di andata T_a ha il valore punta a punta I_{pp}, ed il valor medio uguale a zero (v. fig. 13a), la tensione v_R ai capi di R in un generico istante τ contato a partire dall'inizio di ciascun dente, vale:

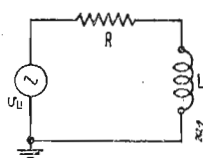



Fig. 12. - Circuito equivalente dell'amplificatore deviatore.

$$v_R = RI_{pp}\left(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T_a}\right) \qquad [23]$$

infatti si verifica subito che:

$$\begin{array}{llll} \tau & = 0 & T_a/2 & T_a \\ v_R & = RI_{pp}/2 & 0 & -RI_{pp}/2 \end{array}$$

La tensione ai capi di L (induttanza pura) vale $v_L = L\ \Delta i/\Delta t$; la variazione Δi della corrente durante il periodo di andata $\Delta t = T_a$, è $\Delta i = -I_{pp}$, il segno meno dice che la corrente è decrescente. Perciò:

$$v_L = \frac{-I_{pp}\,L}{T_a} \qquad [24] \qquad \text{(vedi fig. 13b)}$$

Durante il tempo di ritorno T_r essendo la corrente crescente,

$$v_L = \frac{L\,I_{pp}}{T_r}$$

Poichè durante T_a la v_L è costante, l'area compresa fra la retta rappresentativa di v_L e l'asse del suo valor medio vale:

$$\frac{LI_{pp}\,T_a}{T_a} = LI_{pp}$$

questa è pure l'area del guizzo positivo di v_L durante il tempo di ritorno T_r. Sommando in fig. 13 le ordinate di a) e b) punto per punto, si ottiene la spezzata c) che fornisce la tensione risultante:

$$v_a = v_{RL} = RI\left(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T_a} - \frac{L}{RT_a}\right) \qquad [25]$$

nota come la *tensione trapezoidale*, che si localizza ai capi di R ed L in serie, quando la corrente in L è a dente di sega.

Evidentemente la tensione v_i di entrata in griglia dello stadio finale amplificatore di deviazione, deve avere la stessa forma di fig. 13c), ma di polarità invertita e di ampiezza μ volte minore, a motivo dello sfasamento di π operato dallo stadio, e della amplificazione di quest'ultimo.

Fig. 13. - Sintesi della tensione trapezoidale. a) tensione v_R ai capi di R; b) tensione v_L ai capi di L; c) tensione risultante v_{RL} ai capi della serie $(R+L)$.

Fig. 14. - Generatore di onde trapezie. a) Circuito di principio; b) Circuito equivalente di carica; c) Circuito equivalente di scarica.

GENERATORI DI TENSIONI TRAPEZOIDALI

Per ottenere un generatore di onde trapezie basta disporre in serie col condensatore C di scarica di un generatore a dente di sega una resistenza di punta R_p come indicato in fig. 14a. La carica di C verso più V_{AT} durante il tempo di interdizione del tubo T avviene attraverso $(R_p + R_a)$ secondo il circuito equivalente di carica di fig. 14b); la forma d'onda di v_c è vicina alla lineare come mostra la fig. 15a); in questo periodo la tensione v_{RP} agli estremi di R_p ha un piccolo valore postivo costante (v. fig. 15b). La scarica di C durante il tempo di ritorno avviene attraverso R_p e ad r_p, cioè alla resistenza molto piccola presentata dal tubo T_1 quando è fortemente conduttivo, secondo il circuito equivalente di scarica di fig. 14c). La v_{Rp} presenta in conseguenza un guizzo esponenziale negativo (v. fig. 15b). R_p è dello stesso ordine di grandezza di r_p e abbrevia l'impulso di tensione che si forma a capi di C durante il ritorno. Non è agevole il calcolo di R_p data l'incertezza con cui sono note le varie costanti di tempo in gioco e la mancanza di linearità del tubo; perciò R_p viene solitamente determinata sperimentalmente e comunque si fa variabile ottenendosi un controllo di linearità della corrente a dente. Alti valori di R provocano una tensione di forma prossima alla rettangolare, in conseguenza la corrente deviatrice aumenta rapidamente all'inizio del dente di sega, mentre cresce poco

verso la fine, producendo un addensamento di luce sul lato destro del quadro se il dente è orizzontale, ovvero producendo un ispessimento delle linee verso il basso del quadro, se il dente è verticale. Al contrario se R_p è troppo piccola la tensione ha forma prossima al dente di sega, la corrente nella L cresce lentamente in principio e rapidamente verso la fine; corrispondentemente si ha concentrazione di luce a sinistra del quadro, se il dente è orizzontale, ovvero addensamento di linee in alto del quadro, se il dente è verticale.

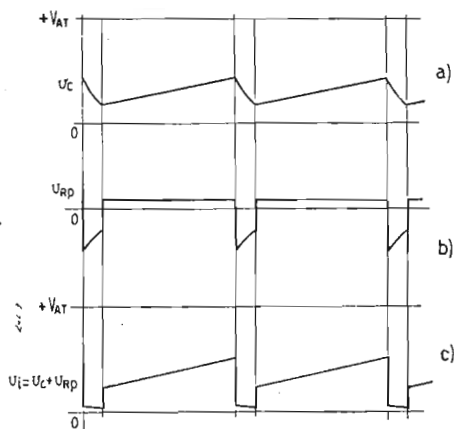



Fig. 15. - Forme d'onda nel generatore trapezoidale. a) Tensione v_C; b) Tensione v_{Rp}; c) Tensione risultante $v_i = v_C + v_{Rp}$.

EFFETTO DELLA CAPACITA' PARASSITA

L'impiego di un'onda trapezia per ottenere una corrente a dente lineare, non raggiunge pienamente lo scopo, a motivo della capacità distribuita della bobina di deviazione e del circuito di uscita dell'amplificatore. Per quante precauzioni vengano prese nella costruzione di simili avvolgimenti, non è possibile eliminare le loro capacità proprie, il cui effetto è quello di produrre delle oscillazioni smorzate sinoidali alla frequenza di risonanza propria della bobina in derivazione alle capacità stesse. Il progettista di uno stadio finale, specialmente se orizzontale, deve anzitutto preoccuparsi di ridurre la capacità distribuita al minimo possibile, adottando come traslatore di accoppiamento fra anodo del tubo e bobina deviatrice un autotrasformatore, col numero di spire piccolo per quanto possibile, realizzando l'avvolgimento a ciambelle affiancate ecc. Si consideri il circuito equivalente dell'amplificatore di deviazione con capacità distribuita C in parallelo alla bobina L ed alla resistenza complessiva R della bobina e della resistenza di placca al tubo di uscita, R è in serie col generatore di tensione v_u trapezoidale; tale circuito equivalente è rappresentato in fig. 16, in cui le frecce indicano la direzione delle correnti positive.

La corrente $i_L(p)$ in funzione dell'operatore $p = j\omega = j2\pi f$, nella induttanza L, quando sia applicata la tensione trapezia $v_u(p)$ è data dalla corrente principale divisa per la somma delle reattanze dei due rami derivati L e C, moltiplicata per la reattanza del ramo capacitivo, ossia, osservando che la corrente principale i_R è uguale al rapporto fra la tensione $v_u(p)$ e la impedenza totale del circuito costituito da R in serie coll'arco doppio L e C:

zioni impulsive in funzioni componenti del tipo impulsivo unitario, unità di Heawiside, aumento lineare, diminuzione esponenziale, aumento esponenziale, onda sinoidale unitaria, onda cosinoidale unitaria, onda sinodale con angolo di fase iniziale, idem con alto fattore di merito Q decrescente esponenzialmente, onda sinoidale con angolo di fase iniziale e decrescente esponenzialmente, aumento lineare seguito da diminuzione esponenziale, onda sinoidale sovrasmorzata decrescente esponenzialmente. La trasformazione di Laplace trova applicazione laddove la serie di Fourier porta a complicazioni praticamente insormontabili a motivo del grande numero di frequenze e di angoli di fase in gioco. Si procede nel seguente modo: le costanti del circuito e il segnale all'ingresso sono trasformate in funzioni dell'operatore $p = j\omega$ mediane formule di conversione predisposte. La grandezza incognita è espressa da frazioni che per lo più contengono al denominatore varii termini del tipo $(p+a)$, $(p+a)^2$, (p^2+a+b) etc.; si spezza allora la funzione incognita col metodo delle frazioni parziali ad es. del tipo: $\dfrac{A}{p+a} + \dfrac{B}{p+b}$; si calcolano le costanti A e B etc.

A questo punto la trasformazione inversa di Laplace fornisce la funzione incognita in termini della variabile t invece che di p. La grandezza cercata in generale risulta dalla somma di molte forme d'onda fondamentali come quelle sopra citate. La trasformazione di Laplace è particolarmente pratica nella determinazione della rispondenza di un sistema ai fenomeni transitori. Facendo tendere il tempo t all'infinto si può valutare la risposta del sistema in regime permanente.

Ritornando alla tensione v_u trapezia essa può essere scomposta in 4 onde componenti come indica la fig. 17, in cui: a) rappresenta l'onda v_u a trapezio; b) rappresenta la 1ª componente linearmente decrescente $(-I_{pp}\, Rt/T_a)$, che inizia all'istante $t = 0$; c) rappresenta una tensione a gradino costante $(-L\, I_{pp}/T_a)$ pure iniziante all'istante $t = 0$; d) rappresenta una tensione a gradini

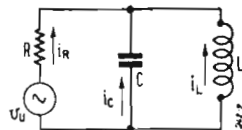



Fig. 16. - Circuito equivalente dell'amplificatore di deviazione con capacità distribuita.

$(R\, I_{pp})$, coi gradini che iniziano con ciascun nuovo periodo di v_u, cioè iniziano agli istanti $\tau = 0$; e) rappresenta una serie di impulsi di area $S = L\, I_p$, ricorrenti pure agli istanti $\tau = 0$. Si può dimostrare che applicando in regime permanente queste 4 componenti al circuito di fig. 12, si ottiene in L una corrente a dente di sega di valore punta a punta uguale a I_{pp}.

Le componenti di fig. 17 hanno rispettivamente le trasformate di Laplace $\dfrac{1}{p^2\, T_a}$ e $\dfrac{1}{p}$ la tensione $v_{u1}(p)$ somma delle due trasformate risulta:

$$v_{u1}(p) = -\frac{R\, I_{pp}}{p^2\, T_a} - \frac{L\, I_{pp}}{p\, T_a} = -\frac{I_{pp}}{p^2\, T_a}\,(R + pL) \qquad [27]$$

sostituendo la [27] nella [26] si ottiene:

$$i_L = \frac{v_u\,(p)}{\left[R + \dfrac{pL\;\dfrac{1}{Cp}}{pL + \dfrac{1}{pC}}\right]} \cdot \frac{\dfrac{1}{pC}\;pL}{\left(pL+\dfrac{1}{pC}\right)pL} = \frac{v_u\,(p)\;\dfrac{L}{C}\left(pL + \dfrac{1}{pC}\right)}{\left[RpL + \dfrac{R}{pC} + \dfrac{L}{C}\right]\left(pL+\dfrac{1}{pC}\right)pL} =$$

$$= \frac{v_u\,(p)}{Cp\left[RpL + \dfrac{R}{pC} + \dfrac{L}{C}\right]} = \frac{v_u\,(p)}{p^2RLC + R + pL} = \frac{v_u\,(P)}{RLC\left(p^2 + \dfrac{p}{RC} + \dfrac{1}{RL}\right)} \qquad [26]$$

La tensione $v_u(p)$ trapezoidale è un segnale risultante dalla composizione di segnali che hanno in comune la proprietà di essere nulli per $t < 0$. Essi rientrano nella famiglia delle funzioni che possono essere trattate col metodo della trasformazione di Laplace. Questo metodo di calcolo si presta alla soluzione di fun-

$$i_{L1}\,(p) = -\frac{I_{pp}}{T_a\, RLC}\left[\frac{(R + PL)}{p^2\,\left(p^2 + \dfrac{p}{RC} + \dfrac{1}{LC}\right)}\right] \qquad [28]$$

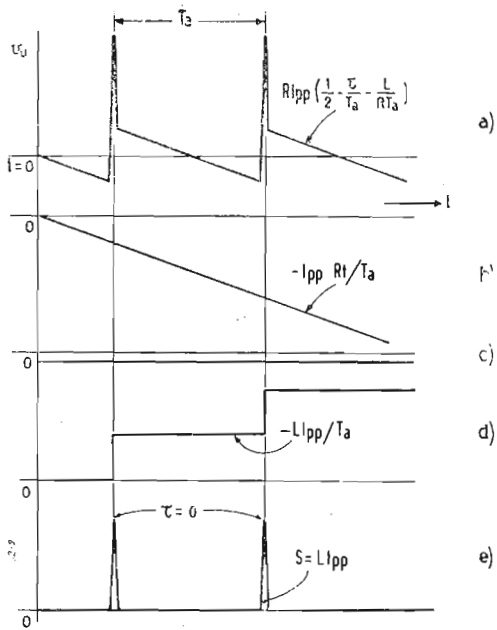



Fig. 17. - Scomposizione dell'onda trapezoidale.

al 2° membro della [28] il metodo delle frazioni parziali permette di spezzare la frazione entro le parentesi quadre, così:

$$\frac{R+PL}{p^2\left(p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}\right)}=\frac{k_1p+k_2}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}}+\frac{k_3}{p^2}+\frac{k_4}{p} \quad [29]$$

dove: $k_1 = k_4 = 0$; $k_2 = -RLC$; $k_3 = -k_2 = RLC$ [30]

allora la [29] diventa:

$$\frac{R+pL}{p^2\left(p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}\right)}=\frac{-RLC}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}}+\frac{RLC}{p^2} \quad [31]$$

che sostituita nella [28] fornisce:

$$i_{L1}(p) = \frac{I_{pp}}{T_a}\left(\frac{1}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}}\right)-\frac{I_{pp}}{T_a p^2} \quad [32]$$

Dunque per quanto riguarda le componenti b) e c) di fig. 17 della tensione trapezia, la corrente nella L ha due componenti: la prima dovuta al 1° termine del 2° membro della [32] è un'onda sinoidale decrescente esponenzialmente con angolo di fase iniziale, che per t tendente a infinito si approssima allo zero del regime permanente. Questa deduzione proviene dalla trasformazione inversa di Laplace, che fa corrispondere la suddetta forma d'onda rappresentata in fig. 18a) ad un'espressione algebrica del tipo $\frac{h_1 p + h_2}{p^2 + p h_3 + h^2_4}$ cioè del tipo del 1° termine della [32] per $h_1 = 0$; $h_2 = 1$; $h_3 = 1/RC$; $h_4 = 1/\sqrt{LC}$. La seconda componente dovuta al 2° termine del 2° membro della [32] è la trasformata inversa di Laplace, che fa corrispondere ad un'espressione del tipo $-1/I\ p^2$ una funzione del tempo t negativa crescente linearmente secondo la fig. 18b); essa è la soluzione del regime permanente:

$$i_{l1}(t) = -\frac{I_{pp}\ t}{T_a} \quad [33]$$

considerando le componenti d) ed e) di fig. 17 della tensione trapezia, la trasformazione di Laplace fornisce per la tensione a gradini la funzione RI_{pp}/p, per la tensione impulsiva la funzione $L\ I_{pp}$; il contributo alla v_u di queste due componenti è:

$$v_{u2}(p) = \frac{R\,I_{pp}}{p} + LI_{pp} = \frac{I_{pp}}{p}\left(R + \frac{L}{p}\right) \quad [34]$$

In corrispondenza la corrente nella L riceve il contributo:

$$i_{L2}(p) = \frac{I_{pp}}{RLC}\left[\frac{R+pL}{p\left(p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}\right)}\right] \quad [35]$$

L'espressione entro parentesi quadre può essere spezzata col metodo delle frazioni parziali, come segue:

$$\frac{R+pL}{p\left(p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}\right)}=\frac{k_1'p+k_2'}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}}+\frac{k_3'}{p} \quad [36]$$

con $k_1' = -RLC$; $k_2' = 0$; $k_3' = RLC$, la [36] diventa:

$$\frac{R+pL}{p\left(p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}\right)}=\frac{-RLCp}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{RC}}+\frac{RLC}{p} \quad [37]$$

questa sostituita nella [34] fornisce subito:

$$i_{L2}(p) = -I_{pp}\left(\frac{p}{p^2+\frac{p}{RC}+\frac{1}{LC}}\right)+\frac{I_{pp}}{p} \quad [38]$$

Il 1° termine del 2° membro della [38] è del tipo $\frac{h_1' p + h_2'}{p^2+ph_3'+h_4'^2}$ con $h_1' = 1$; $h_2' = 0$; $h_3' = 1/RC$; $h_4' = 1/\sqrt{LC}$; la sua trasformata inversa di Laplace è un'onda sinoidale ad alto Q decrescente esponenzialmente con angolo di fase iniziale, rappresentata in fig. 19a). Il 2° termine del 2° membro della [38] è del tipo $1/p$ la cui trasformata inversa laplaciana è una funzione a gradino (unità di Heawiside).

Sostituendo nell'espressione riportata in fig. 19a) i valori di h_1', h_2', h_3', h_4', ricordando che il tempo va ora riferito al simbolo τ, perchè le funzioni a gradini e ad impulsi sono periodiche con periodo T_a, si computa il contributo dato alla i_L dai termini d) ed e) della v_u, così:

$$i_{L2}(\tau) = -I_{pp}\left(-\frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}}\ e^{-\tau/2RC}\ \text{sen}\frac{\tau}{\sqrt{LC}} + e^{-\tau/2BC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) + I_{pp} \quad [39]$$

Fig. 18. - Trasformate inverse di Laplace per il 2° membro della [32].

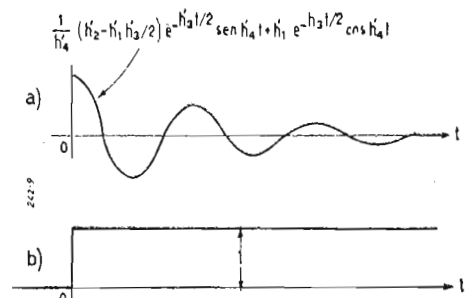



Fig. 19. - Trasformate inverse di Laplace per il 2° membro della [38].

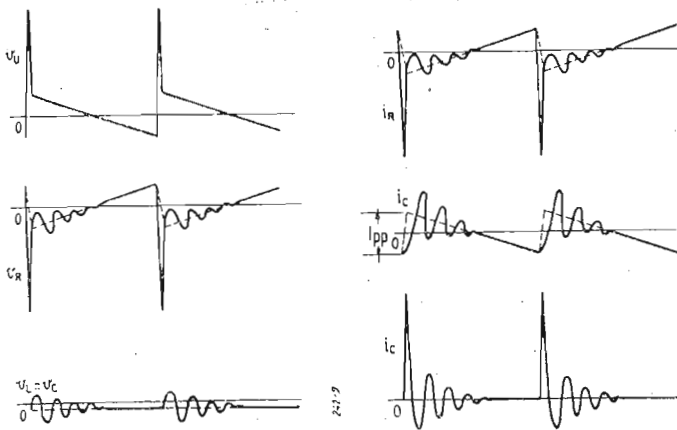



Fig. 20. - Forme d'onda delle tensioni e correnti nel circuito di fig. 16.

Questa relazione può essere semplificata trascurando il termine sinoidale, dato che R è solitamente sufficientemente grande per renderne piccolissima l'ampiezza. Allora la [39] diventa:

$$i_{L2}(\tau) = I_{pp}\left(1 - e^{-\tau/2RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [40]$$

Il regime permanente dato dalla [33] è generalmente raggiunto dopo la prima metà del periodo di andata T_a; allora per

$T_a/2 < t \dfrac{3\,T_a}{2}$ la corrente i_L si ottiene dalla [33] sostituendo in essa $t = T_a/2 + \tau$, ed il termine sinoidale transitorio dovuto alla componente b) della v_u si può ritenere ridotto a zero. In queste condizioni la corrente totale i_L è data dalla somma della [33] (in cui si è operata l'accennata sostituzione del tempo) con la [40], ossia:

$$i_{L\,(T_a/2 \angle t \angle 3T_a/2)} = I_{pp}\left(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T_a} - e^{-\tau/2RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [41]$$

Nel periodo T_a successivo a quello ora considerato, cioè per

$\dfrac{3\,T_a}{2} < t < \dfrac{5\,T_a}{2}$ la corrente di regime permanente si calcola

con la [33] in cui si ponga $t = \tau + \dfrac{3\,T_a}{2}$.

Il 1° punto $\tau = 0$ che si verifica nell'intervallo ora specificato di t, avviene al tempo $\tau + T_a$ rispetto al caso precedente; la corrente dovuta a questo punto si calcola ponendo $\tau + T_a$ nella [40] e la corrente totale vale:

$$i_{L\,(3T_a/2 \angle 2 \angle 5T_a/2)} = I_{pp}\left(\frac{1}{2} - \frac{\tau}{T_a} - e^{-(\tau + T_a)/2RC}\cos\frac{(\tau + T_a)}{\sqrt{LC}} - e^{-\tau/2RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (42)$$

Se nella [42] si trascura il termine esponenziale $e^{-(\tau+T_a)/2RC}$ decrescente rapidamente, la relazione stessa coincide colla [41] che pertanto rappresenta in generale la soluzione in regime permanente. Il grafico corrispondente della [41] è quello di fig. 20e). Per $\tau = 0$, la corrente i_L assume il valore $-0{,}5\ I_{pp}$. Per $\tau = \pi\sqrt{LC}$, la i_L assumerebbe il valore di $1{,}5\ I_{pp}$ se non vi fosse la presenza del fattore esponenziale. Quando τ si avvicina a T_a la corrente oscilla con onda sinoidale smorzata intorno al valore che avrebbe in assenza della capacità distribuita.

La ripercussione sul reticolo del T.R.C. di sintesi di una simile oscillazione è di far comparire nella metà di sinistra del quadro delle bande verticali alternativamente brillanti e oscure, come se il reticolo fosse ripiegato, e che si attenuano fino a scomparire un poco prima della mezzaria verticale del reticolo.

La tensione ai capi di L vale:

$$v_L = \frac{L\,di_L}{d\tau} = L\,I_{pp}\left(\frac{1}{T_a} + \frac{e^{-\tau/2RC}}{\sqrt{LC}}\,\frac{\tau}{\sqrt{LC}} + \frac{e^{-\tau/2RC}}{2\,RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [43]$$

anche in questo caso R rende trascurabile il termine cosinoidale, per cui:

$$v_L = I_{pp}\left(\frac{L}{T_a} + \sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-\tau/2RC}\,\mathrm{sen}\,\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [44] \text{ (v. fig. 20c)}$$

Per $\tau = 0$, $v_L = -\dfrac{L\,I_{pp}}{T_a}$ che generalmente è molto

piccolo rispetto al valore $v_L = I_{pp}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$

che la tensione assume per $\tau = \dfrac{\pi}{2}\sqrt{LC}$.

La corrente nella capacità C, essendo $i_c = C\dfrac{d\,v_L}{dt}$, usando la [44], vale:

$$i_c = I_{pp}\left(e^{-\tau/2RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}} - \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-\tau/2RC}\,\mathrm{sen}\,\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (45)$$

Al solito R, essendo abbastanza grande, permette di trascurare il termine sinoidale, per cui:

$$i_c = I_{pp}\,e^{-\tau/2RC}\cos\frac{\tau}{\sqrt{LC}} \qquad (46) \quad \text{(v. fig. 20 f)}$$

Dal confronto della [46] con la [42] si vede che il termine oscillatorio nelle due equazioni è uguale e di segno opposto.

Riferendo le polarità delle forme d'onda all'estremo più basso di ciascun componente, le equazioni [25] e [44] forniscono la tensione ai capi di R:

$$v_r = v_L - v_u = I_{pp}\left(-\frac{R}{2} + \frac{R\tau}{T_a} + \sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-\tau/2CR}\,\mathrm{sen}\,\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (47) \quad \text{(v. fig. 20 b)}$$

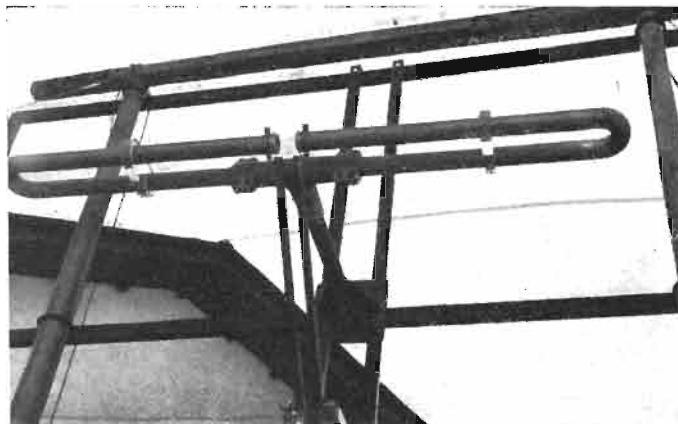
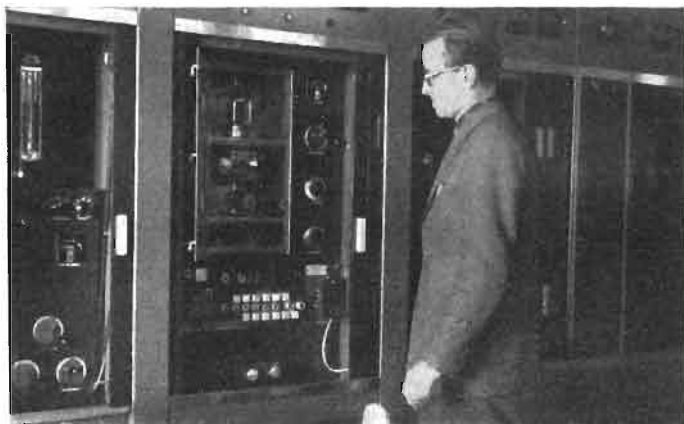
Dividendo per R la [47] si ottiene l'espressione della corrente in R:

$$i_R = I_{pp}\left(-\frac{1}{2} + \frac{\tau}{T_a} + \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-\tau/2RC}\,\mathrm{sen}\,\frac{\tau}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (48)$$

Sommando le [42], [46] e [48] non si ottiene $i_L + i_C + i_R = 0$, come dovrebbe essere, perchè si sono trascurati alcuni termini nel corso dello sviluppo analitico.

All'inizio di ciascun ciclo, ossia per ogni $\tau = 0$, l'impulso dell'area $L\ I_{pp}$ è fornito dalla v_u applicata al circuito. In questo momento il condensatore C, non può caricarsi istantaneamente, e si comporta come un corto circuito, allora v_u si localizza ai capi di R, un forte impulso di corrente percorre C, che immagazzina una carica, che dà luogo all'inizio delle oscillazioni smorzate lamentate.

(continua)

IL TRASMETTITORE TV DEL MONTE PENICE

Si sono iniziate in questi giorni le prove di trasmissione del nuovo impianto radiotrasmettente regionale della R.A.I., al Monte Penice.

Il Monte Penice si affaccia sulla pianura padana a quota 1400 metri circa, nell'Appennino emiliano, sopra Bobbio.

In un elegante edificio costruito dalla R.A.I. sono ospitati oltre al complesso trasmettente TV, due trasmettitori a modulazione di frequenza da 20 kW antenna che trasmettono il 2° ed il 3° programma.

Il trasmettitore TV è di costruzione americana R.C.A. e costituisce quanto di più moderno oggi esista in merito. La potenza di cresta irradiata dall'antenna è di 10 kW. Però, grazie alla speciale antenna direttiva verso la pianura padana e ad elevato guadagno orizzontale, la potenza effettiva (E.R.P.) realmente incidente alla ricezione può ritenersi dell'ordine di 100 kW.

Pertanto tale trasmettitore, anche in relazione alla frequenza adottata (61-68 megahertz), effettuerà un ottimo servizio su buona parte della Valle Padana e dell'Emilia. Trasmetterà lo stesso programma di Milano che gli giunge attraverso un collegamento diretto a ponte radio.

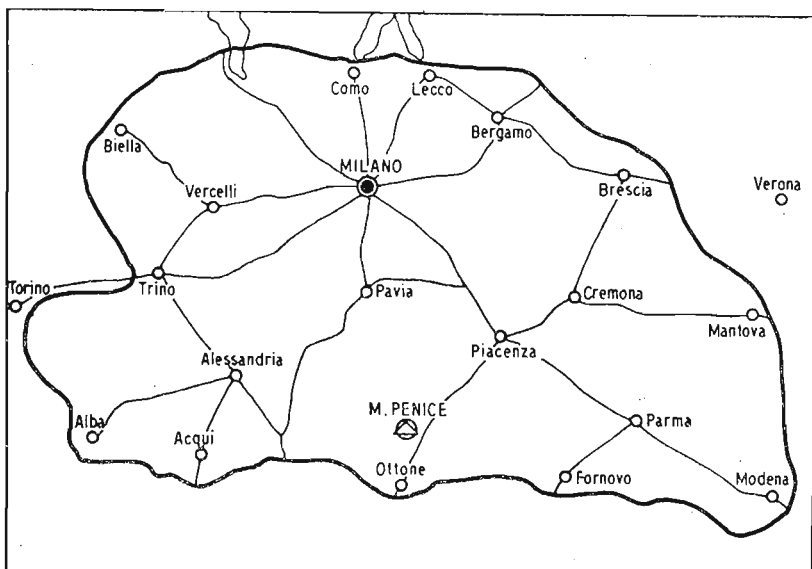
Affiancato al trasmettitore video vi è il trasmettitore audio della potenza di 3 kW: entrambi alimentano un'unica antenna.

Il trasmettitore video che è del tipo a modulazione sullo stadio finale è provveduto di uno speciale filtro di banda (vestigial side band) inserito sulla linea di trasmissione verso l'antenna. Tale filtro serve a sopprimere parzialmente una delle due bande laterali video, onde ridurre l'ampiezza del canale ai 7 megahertz prescritti dallo « standard ».

L'ampiezza della banda video è di 5 MHz.

La portante « video » è di 62,25 MHz; la portante « audio » è di 67,75 MHz.

Si tenga presente che nelle prime prove sperimentali tale trasmettitore usa un'antenna provvisoria a basso guadagno, in attesa che venga terminata l'antenna direttiva definitiva, ad alto guadagno.

A. Banfi

Nella foto in alto, a sinistra:

Dettaglio del trasmettitore video R.C.A. L'ing. Mac Nichols della R.C.A. sta collaudando l'impianto.

* * *

in alto, a destra:

L'antenna provvisoria a basso guadagno usata nelle prime prove.

* * *

sotto:

L'elegante edificio del Centro trasmettente R.A.I. del M. Penice.

* * *

qui di fianco:

Area servita dal trasmettitore TV del M. Penice.

IL TELEVISORE MIDWEST CON TUBO DI 17 POLLICI

di ORAZIO ZANAT

Complesso di alimentazione e gruppo sintesi

Completiamo con questa seconda ed ultima puntata la descrizione del televisore Midwest, la cui costruzione è facilitata dalla possibilità di acquisto di componenti già tarati e predisposti per un rapido ed efficiente montaggio

L'alimentazione per questo ricevitore è stata realizzata tenendo conto della necessità di disporre le valvole con l'accensione in serie. Tale serie assomma a circa 200 V per cui eliminato il trasformatore di alimentazione, l'ingresso dell'apparecchio è stato previsto per l'inserzione diretta alla rete a 220 V.

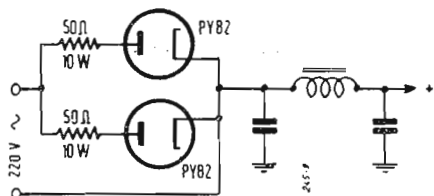



Fig. 1

Come ben si sa tutte le reti di energia nazionale si stanno uniformando a questa tensione e ad una frequenza di 50 periodi; tra qualche anno quindi anche in Italia potremo eliminare il cambio tensione, eliminazione che dal punto di vista del trasformatore può essere riassunta in: maggior compattezza, maggior economia di rame, rendimento più elevato del trasformatore stesso.

Il raddrizzamento della tensione rete è stato affidato a due PY82 in parallelo con resistenze di limitazione e di equilibramento in serie alle placche (figura 1).

Il filtraggio realizzato con un filtro a « pi greco » semplice con 100 μF all'ingresso ed all'uscita e impedenza di 3 H circa (fig. 2) si è però dimostrato poco efficace per cui si consiglia in caso di costruzione di raddoppiare il π dimezzando l'impedenza ed aggiungendo un altro condensatore da 100 μF (fig. 3).

Con tale variante la componente alternata all'uscita del filtro si riduce infatti notevolmente.

Con due condensatori da 100 μF ed una impedenza da 3 H avremo:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi f C} = 32\ \Omega \text{ circa,}$$

$$Z_L = 2\pi f L = 940\ \Omega \text{ circa.}$$

Avendo misurato all'ingresso del filtro una componente alternata a pieno carico di circa 18 V all'uscita avremo:

$$\frac{32}{940} \cdot 18\text{ V} = 0{,}58\text{ V circa.}$$

Con 3 condensatori da 100 μF e due impedenze da 1,5 H avremo:

$$Z_C = 32\ \Omega \text{ circa,}$$
$$Z_L = 470\ \Omega \text{ circa,}$$

Considerando che all'ingresso vi siano sempre 18 V di componente alternata avremo:

$$\frac{32}{470} \cdot 18 = 1{,}22\text{ V a metà del filtro;}$$

$$\frac{32}{470} \cdot 1{,}22 = 0{,}085\text{ V all'uscita del filtro.}$$

Con questo avremo ottenuto una riduzione notevole della componente alternata all'uscita; componente molto nociva se di valore troppo elevato in quanto potrebbe produrre fenomeni di sgradevoli ondulazioni del quadro ed anche di cattivo interlacciamento.

Sono stati poi previsti ulteriori disaccoppiamenti per le singole sezioni del televisore, costituiti da cellule RC.

SEZIONE SEPARATORE SINCRONISMI

La separazione dei segnali di sincronismo è stata ottenuta impiegando una sola valvola (ECL80) facendola funzionare in condizioni particolari di alimentazione onde ottenere una efficace separazione e limitazione.

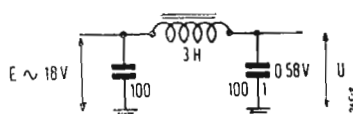



Fig. 2

Fig. 3

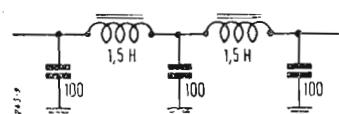
Il segnale video completo ricavato dalla finale video è applicato alla griglia della sezione pentodo della ECL80 tramite un condensatore da 100.000 pF ed una resistenza a monte di circa 10 kΩ. (La resistenza ha solo scopo di non creare un carico eccessivo di capacità nel circuito video). La polarizzazione automatica che si forma in griglia della ECL80 garantisce una separazione effettiva dei segnali di sincronizzazione.

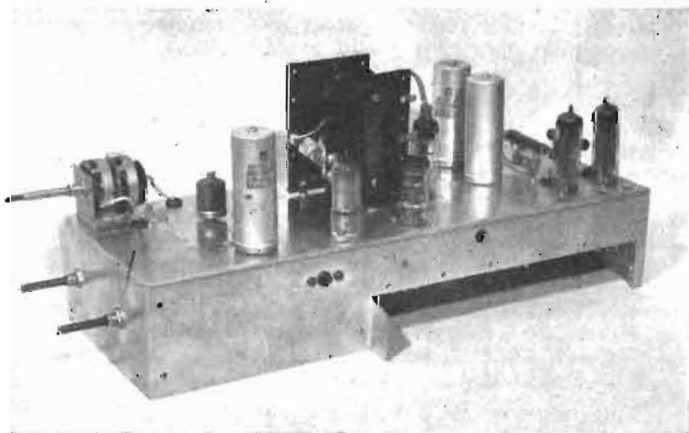
Stante la bassa tensione di schermo del pentodo durante gli impulsi di riga e di quadro la valvola viene a lavorare nel ginocchio della curva I_a/V_a per cui gli impulsi sono anche limitati.

I segnali ricavati in placca del pentodo vengono applicati alla griglia del triodo per una ulteriore amplificazione e limitazione.

Dalla placca del triodo si ricaveranno pertanto dei segnali di sincronismo dell'ampiezza di una settantina di volt picco-picco.

DEFLESSIONE VERTICALE

La deflessione verticale del pennello elettronico è stata ottenuta impiegando una sola valvola ECL80, in cui il triodo funziona da oscillatore bloccato ed il pentodo da finale verticale.

Esaminando lo schema si vedrà che il segnale di sincronismo è applicato alla griglia del triodo oscillatore tramite un integratore doppio, mentre il potenziometro collegato alla griglia del triodo stesso serve per la regolazione della frequenza.

La tensione a dente di sega si forma ai capi del condensatore da 0,1 μF con in serie il gruppo RC costituito da un

Chassis alimentazione contenente anche il gruppo di scansione orizzontale col trasformatore di uscita e il controllo automatico di frequenza.

condensatore da 30.000 pF e da una resistenza da 4,7 kohm. Tale gruppo ha lo scopo di generare un piccolo negativo durante il ritorno per bloccare il pentodo d'uscita.

La distribuzione della tensione a dente di sega lungo la rete ora descritta è tale che si otterranno una trentina di volt ai capi del condensatore da 0,1 μF (dente di sega per la deflessione) e 130 ÷ 140 V di picco negativo (tensione di bloccaggio).

La tensione dunque che si forma ai capi di C_1 viene applicata alla griglia del pentodo insieme ad una tensione di controreazione ricavata da una catena RC i cui componenti sono stati scelti

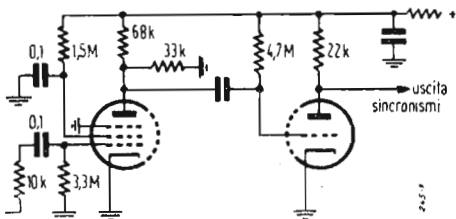



Fig. 4. - Circuito separazione sincronismi.

onde ottenere una componente parabolica della corrente anodica tale da poter avere un dente di sega perfettamente lineare ai capi del giogo di deflessione.

La tensione che si crea ai capi del trasformatore d'uscita durante il periodo di ritorno viene utilizzata per la cancellazione della traccia di ritorno quando la stazione non invia i segnali di blanking.

DEFLESSIONE ORIZZONTALE E CIRCUITO C.A.F.

Il circuito d'uscita orizzontale è puramente convenzionale e costituito da un multivibratore e da una finale orizzontale con diodo di ricupero. Il sistema di controllo automatico di frequenza è affidato ad una ECH42 che compara la fase degli impulsi (di sincronismo e di scansione) creando una tensione variabile capace di comandare la frequenza del multivibratore di riga.

Vediamo ora un po' sommariamente il funzionamento della ECH42.

Alla griglia del triodo sono applicati i segnali di sincronismo ricavati dal separatore degli impulsi del valore di circa 70 V. Si ha quindi una rettificazione di griglia con conseguente polarizzazione della stessa per cui la terza griglia dell'esodo (connesso internamente alla griglia del triodo) si trova al potenziale del catodo solo durante i picchi stessi di sincronismo mentre è fortemente negativa durante gli intervalli.

La corrente di placca dell'esodo può quindi scorrere solo quando questa griglia è positiva.

La prima griglia dell'esodo riceve poi un segnale dal trasformatore di uscita orizzontale, tale che anche in questa griglia ha sede una rettificazione, per cui solo durante i picchi del ritorno, la griglia permette un passaggio al flusso di elettroni.

Ne risulta quindi che la corrente anodica può passare solo e quando alle due griglie di comando sono applicati contemporaneamente i segnali di sincronismo e di scansione.

Ne consegue che al variare della fase di uno dei due segnali varia il tempo di sbloccaggio della valvola e quindi il valore della corrente anodica per cui ai capi della resistenza di carico da 0,33 ohm si svilupperà una tensione variabile il cui valore è strettamente legato alla fase degli impulsi applicati alla griglia.

Noi possiamo quindi utilizzare tale tensione (debitamente integrata e livellata) per comandare la frequenza del multivibratore pilota della finale di riga.

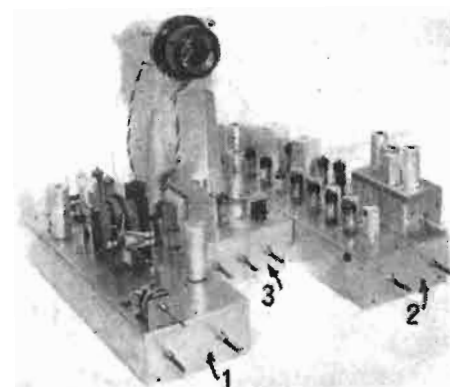
* * *

Tra la placca della PL81 ed il giogo di deflessione è inserito un trasformatore (a bassissime perdite) di rapporto adatto per fornire l'energia necessaria alla scansione durante metà o poco più del ciclo.

L'altra metà del ciclo viene compiuta utilizzando l'energia immagazzinata chiudendo il circuito elettrico attraverso il diodo di ricupero.

Nel periodo del ritorno ai capi del trasformatore e dell'avvolgimento supplementare per l'EAT si genera un picco di valore molto elevato che viene utilizzato previo raddrizzamento per l'alimentazione del 2° anodo del tubo (14 kV circa).

Fig. 5. - Circuito deflessione verticale.

Per quanto riguarda la sistemazione dei componenti nello chassis, precisiamo che nello chassis piccolo centrale è stato montato il separatore. (vicino al lato della finale video) e lo stadio di

Complesso del televisore Midwest con tubo di 17 pollici.

deflessione verticale: blocking e uscita, con i trasformatori nonchè il supporto del tubo.

Sullo chassis laterale di sinistra sono stati disposti gli organi dell'alimentazione nonchè tutto il gruppo della scansione orizzontale col trasformatore di uscita ed il controllo automatico di frequenza.

Il tubo catodico sistemato in alto sopra lo chassis ed ancorato ad un ponte in piattina di ferro robusta collegato ai due telai laterali, lascia sul davanti uno spazio vuoto dove è stato ancorato l'altoparlante.

Si raccomanda di prestare attenzione alla sospensione dell'altoparlante stesso che deve risultare isolato meccanicamente dagli chassis per evitare notevoli fenomeni di vibrazioni e di distorsioni dell'immagine dovuti alla microfonicità dei vari organi. *

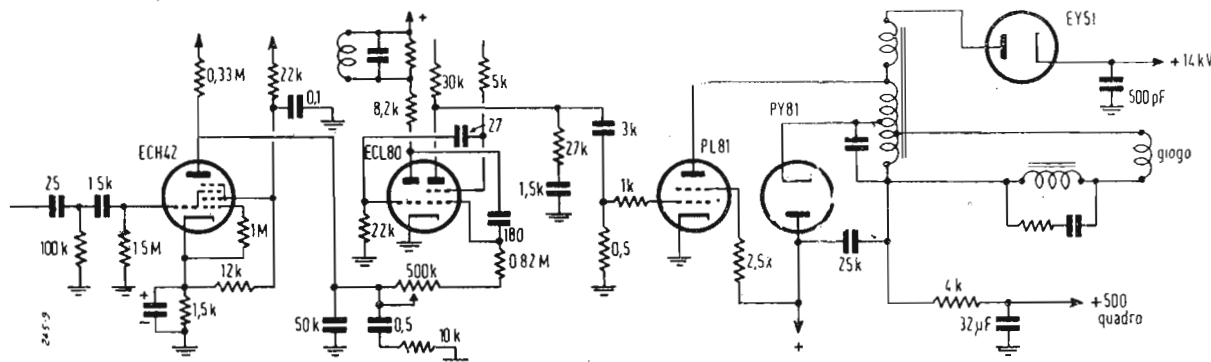



Fig. 6. - Circuito controllo automatico di frequenza e circuito deflessione orizzontale.

Generatori a rotazione di fase

di F. BUTLER

Molti generatori di oscillazioni a rotazione di fase impiegano circuiti passivi RC disposti secondo schema a ponte o a doppio T, o fanno uso di reti a scala con le quali si introduce una attenuazione piuttosto elevata quando si regolano in modo da determinare la voluta rotazione di fase tra le tensioni di ingresso e di uscita. Includendo elementi induttivi nelle reti destinate a generare una rotazione di fase, si possono ridurre notevolmente le dissipazioni e si può ottenere un rapporto di trasformazione di tensione complesso adatto a produrre oscillazioni persistenti in un sistema elettrico che comprenda la rete stessa e un adatto amplificatore di potenza. Si descrivono una serie di circuiti generatori monovalvolari, alcuni dei quali controllati a quarzo. Tutti i circuiti possono essere convenientemente utilizzati alle audio frequenze o alle radio frequenze più basse, in quanto il funzionamento alle frequenze più alte è sfavorevolmente influenzato dal cablaggio e dalle capacità interelettrodiche dei tubi.

* * *

Tutti i circuiti esaminati sono varianti del circuito schematizzato in fig. 1. Per esso si può scrivere:

[1] $e = Z_1 i_1 + Z_2 (i_1 - i_2)$

[2] $Z_2 (i_2 - i_1) + (Z_3 + Z_4) i_2 = 0$

[3] $E = Z_4 i_2$

Da queste equazioni è facile ricavare le espressioni del rapporto di trasformazione

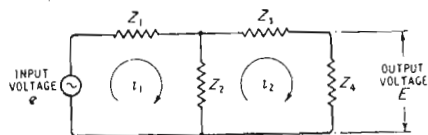



Fig. 1. - Rete di accoppiamento generalizzata.

di tensione E/e, la rotazione di fase, l'impedenza di ingresso e/i_1, l'impedenza di trasferimento diretta e/i_2, l'impedenza di trasferimento inversa E/i_1 della rete. I risultati sono:

[4] $E/e = Z_2 Z_4 / [Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)]$,

[5] $e/i_1 = Z_i = [Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)]/(Z_2 + Z_3 + Z_4)$,

[6] $E/i_1 = Z_2 Z_4/(Z_2 + Z_3 + Z_4)$,

[7] $e/i_2 = Z_1 + [1 + (Z_1/Z_2)][Z_3 + Z_4]$.

Naturalmente è necessario che il guadagno in potenza dell'amplificatore superi la attenuazione introdotta dalla rete e che la rotazione di fase sia nulla attorno all'anello che include la rete e l'amplificatore associato.

Prima di ridurre la rete generalizzata in fig. 1 in una forma adatta per trovare pratico impiego in un circuito generatore di oscillazioni elettriche è necessario considerare alcune proprietà degli stadi amplificatori associati.

Un amplificatore con catodo a massa, con carico resistivo, fornisce una tensione di uscita in opposizione di fase rispetto alla tensione d'ingresso. Affinchè un tale amplificatore possa divenire generatore di oscillazioni si richiede l'uso di una rete che introduca una inversione di fase.

Al contrario, un amplificatore con griglia a massa o con anodo a massa (cathode follower), fornisce una tensione di uscita in fase con la tensione pilota, cosicchè per convertire tale amplificatore in un generatore di oscillazioni si richiede l'uso di un quadripolo di accoppiamento nel quale le tensioni di ingresso e di uscita risultino in fase.

Si passa a esaminare alcune reti aventi caratteristiche di fase e guadagno desiderati. In tutti i casi si supporrà che l'amplificatore e gli elementi della rete siano lineari; che la corrente di griglia del tubo sia nulla; che il guadagno di tensione dell'amplificatore sia una costante m; che la resistenza di uscita dell'amplificatore possa essere inclusa quale elemento componente dell'impedenza di uno degli elementi della rete.

La fig. 2 rappresenta una rete ottenuta secondo lo schema di fig. 1 qualora si sia posto:

$Z_1 = r + j\omega L$,
$Z_2 = 1/j\omega C_1$,
$Z_3 = 1/j\omega C_2$,
$Z_4 = (R/j\omega C_3)/[R + (1/j\omega C_3)]$,
nonchè $e = mE$.

Sostituendo questi valori nella [4] in luogo di Z_1, Z_2, Z_3 e Z_4 e separando la parte reale dalla immaginaria, si ottengono le seguenti espressioni:

[8] $\omega^2 L (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) = (r/R) C_1 + [1 - m + (r/R)] C_2 + C_3$,

[9] $1/\omega^2 = L (C_1 + C_2) + rR (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)$.

La frequenza dell'oscillazione è data in funzione degli elementi circuitali dalla [9] e la condizione di mantenimento è derivata eliminando ω dalle [8] e [9].

Nel caso particolare di $C_3 = 0$, la frequenza dell'oscillazione è fornita dalla:

[10] $1/\omega^2 = L (C_1 + C_2) + rR C_1 C_2$.

Il ragionamento si può ripetere per la fig. 3. Anch'essa può essere assimilata alla fig. 1 qualora si ponga:

$Z_1 = r_1 + (1/j\omega C_1)$,
$Z_2 = r_2 + j\omega L$,
$Z_3 = R_1$,
$Z_4 = (R_2/j\omega C_2)/[R_2 + (1/j\omega C_2)]$,
nonchè $e = mE$.

Operando analogamente al caso di fig. 2, si ha:

[11] $[R_1 + R_2 + r_2] / \omega C_1 \omega C_2 = R_2 L/C_1 + [R_1 + r_1 + (1 - m) R_2] L/C_2 + R_2 [R_1 r_2 + r_1 (R_1 + r_2)]$,

[12] $\omega L R_2 (R_1 + r_1) = [R_2 (R_1 + r_2) + L/C_2]/\omega C_1 + \{+ r_1 (R_1 + R_2 + r_2) + r_2 [R_1 + (1 - m) R_2]\} /\omega C_2$.

In pratica R_2 è un resistore di griglia di valore altissimo oppure è completamente assente, nel qual caso le [11] e [12] si riducono a:

[13] $1/\omega C_1 \omega C_2 = R_1 r_2 + (R_1 + r_2) r_1 + L [1/C_1 + (1 - m)/C_2]$,

[14] $\omega^2 L (R_1 + r_1) = (R_1 + r_2)/C_1 + [r_1 + (1 - m) r_2]/C_2$.

Le equazioni [13] e [14] forniscono la frequenza dell'oscillazione e la condizione di mantenimento. Il loro significato può essere meglio compreso ponendo $r_1 = r_2 = 0$,

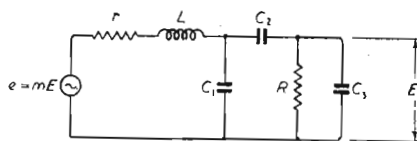



Fig. 2. - Rete con induttanza-serie e capacità-parallelo.

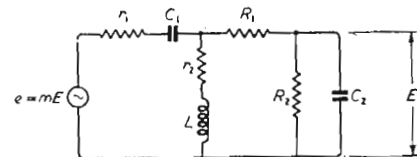



Fig. 3. - Rete con induttanza-parallelo e capacità-serie.

al che corrisponde resistenza interna del tubo amplificatore nulla e dissipazione nulla nella bobina di accoppiamento. In tal caso:

[15] $1/\omega^2 = L [C_2 + (1 - m) C_1]$,

[16] $1/\omega^2 = LC_1$.

Il guadagno richiesto dell'amplificatore è allora:

[17] $m = C_2/C_1$.

Sebbene l'analisi di un circuito idealizzato conduca a risultati che non trovano conferma sperimentale sufficientemente accurata, il metodo è utile in quanto esso suggerisce valori degli elementi circuitali che è possibile assumere validi in prima approssimazione.

* * *

In fig. 4 è riportato un generatore di audiofrequenze utilizzante la rete di fig. 2

(*) *Wireless Engineer*, vol. 29, n. 349, pag. 264-268, con 13 fig., 1 tab. e bibliografia.

(C_3 è stato omesso). Con i valori circuitali riportati, la frequenza della oscillazione è circa 500 Hz. L'uscita può essere prelevata

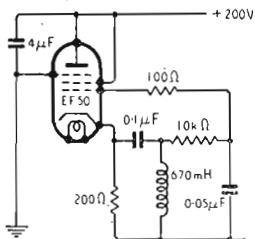



Fig. 4. - Generatore di audio-frequenza utilizzante una rete del tipo di fig. 2.

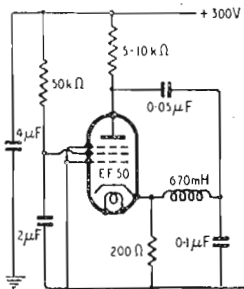



Fig. 5. - Versione griglia a massa di fig. 3.

ove Z è l'impedenza del carico catodico, μ il coefficiente di amplificazione del tubo, r_a la resistenza anodica del tubo.

Fig. 7. - Circuito modificato di Colpitts, studiato da Gouriet e Clapp.

Fig. 8. - Generatore di audio-frequenza, secondo fig. 3.

presenta alcuna tendenza a oscillare in modo indesiderato.

* * *

Un triodo convenzionale, funzionante ad audio frequenze o a radio frequenze non elevate in classe A con polarizzazione negativa di griglia e carico anodico non reattivo, presenta una impedenza d'ingresso veramente elevata, una impedenza di uscita relativamente bassa, mentre la tensione di uscita risulta di polarità istantanea opposta rispetto alla tensione di pilotaggio. Al contrario, un triodo a cristallo o amplificatore transistor presenta una impedenza d'ingresso bassa, una impedenza d'uscita alta e le tensioni d'ingresso e di uscita risultano in fase.

Sotto alcuni punti di vista un transistor assomiglia a un triodo amplificatore con griglia a massa e già si è detto che, per convertire un tale amplificatore in un generatore di oscillazioni si richiede una rete a rotazione di fase nulla, posta tra i terminali di uscita e di ingresso dell'amplificatore. Al solito il guadagno introdotto dall'amplificatore deve superare le perdite causate dalla rete, onde mantenere il regime oscillatorio.

Sono stati studiati alcuni circuiti adatti per l'impiego di alcuni triodi a cristallo, del tipo CGT-1, costruiti dalla British Thomson-Huston Co., le caratteristiche dei quali sono riportate in TABELLA I.

Si deve notare che le caratteristiche dell'elettrodo emettitore (*emitter* o *exciter*)

dal catodo del tubo o dal terminale di griglia della rete. Carichi di bassa impedenza possono essere connessi tra catodo e massa, preferibilmente attraverso un condensatore di disaccoppiamento. Carichi di alta impedenza possono essere connessi direttamente ai capi del resistore terminale della rete. La riduzione del valore di questo resistore causa una corrispondente riduzione dell'ampiezza della oscillazione e l'uscita. La forma d'onda ai capi del condensatore in parallelo è veramente buona ma non è possibile connettere alcun carico apprezzabile in questo punto.

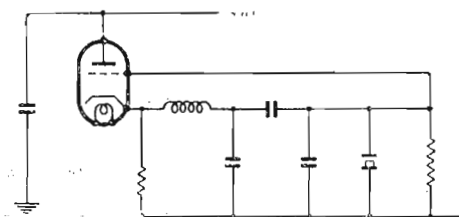
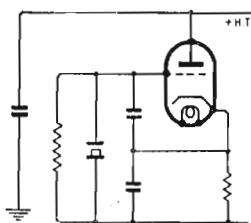
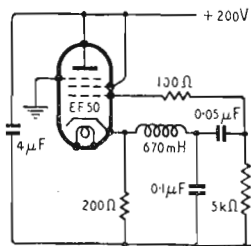



Fig. 6. - Generatore controllato a quarzo derivato da fig. 3.

L'esame delle equazioni [8] e [9] mostra che quando r è nullo, la frequenza della oscillazione e le condizioni di mantenimento risultano indipendenti dal valore del resistore R. In pratica, può essere ottenuto un valore sufficientemente piccolo di r usando una bobina ad alto Q, un tubo a elevata mutua conduttanza e un basso valore del resistore catodico.

Il tubo è un amplificatore cathode-follower nel quale il carico anodico è costituito dal parallelo della resistenza di polarizzazione e dell'impedenza della rete. Per un tale amplificatore il guadagno di tensione m è fornito dalla:

$$m = [\mu/\mu + 1] \times$$
$$\times [Z/\{Z + r_a/(\mu + 1)\}]$$

* * *

Una leggera modifica nella disposizione degli elementi del circuito rendono possibile convertire il circuito di fig. 4 in quello di fig. 5 (versione griglia a massa), nel quale la resistenza di terminazione della rete è la combinazione in parallelo della resistenza di uscita del tubo e della sua resistenza di carico anodica.

La fig. 6 mostra un generatore controllato a quarzo, derivato da fig. 4. Esso può lavorare soddisfacentemente nella gamma 50 kHz ÷ 1 MHz, ma una particolare cura deve essere posta nella scelta dei valori dei componenti, in quanto il circuito tende a oscillare quale Colpitts, secondo lo schema di fig. 7. Il circuito di Colpitts modificato. proposto dal Gouriet e studiato anche dal Clapp è un generatore particolarmente attivo se usato con cristalli ad alta frequenza, e la sua stabilità è eccezionalmente buona.

Per questi motivi la disposizione di fig. 6 non è raccomandabile altro che per frequenze basse. Un esame di fig. 6 mostra che se la bobina è cortocircuitata e il condensatore in parallelo al quarzo viene rimosso, allora il circuito diviene uguale a quello di fig. 7.

Un generatore di frequenze audio, costruito secondo lo schema di fig. 3 è riportato in fig. 8. Il funzionamento è molto simile a quello del circuito di fig. 4. Una versione controllata a cristallo, con valori degli elementi circuitali adatti per un funzionamento a 500 kHz è riportata in fig. 9. Essa è molto più soddisfacente della disposizione di fig. 6 in quanto non

Fig. 9. - Generatore a cristallo a 500 kHz derivato da fig. 8.

Fig. 10. - Generatore di audio-frequenza utilizzante un transistor tipo CGT-1 della B.T.H.

variano entro limiti abbastanza vasti nei tre casi, ma in generale questo elettrodo richiede una debole polarizzazione positiva.

La fig. 10 riporta il circuito di un generatore transistor derivato dal circuito di

TABELLA I

Numero di serie	Tensione emettitore [V]	Tensione collettore [V]	Impedenza d'ingresso [Ω]	Impedenza d'uscita [Ω]
1	—0,2 ÷ +0,2	20 ÷ 70	300	30.000
2	0 ÷ +0,3	20 ÷ 70	350	50.000
3	—0,3 ÷ 0	20 ÷ 60	350	50.000

fig. 5 (generatore griglia a massa). Con i valori circuitali segnati in figura la frequenza di lavoro si aggira attorno agli 800 Hz.

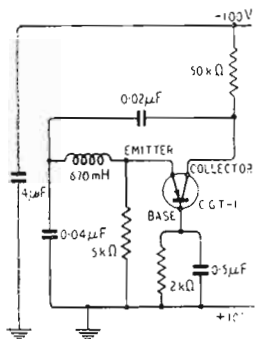



Fig. 11. - Generatore a cristallo a 50 kHz utilizzante un transistor.

Un controllo a quarzo può essere ottenuto inserendo il cristallo Q nel circuito di contro reazione riportato in fig. 11.

Le oscillazioni vengono allora generate alla frequenza risonante-serie del quarzo alla quale l'impedenza dello stesso si converte in una resistenza di basso valore.

Tale circuito funziona egregiamente se alimentato da una sorgente capace di fornire 1 mA a 50 V, il valore massimo essendo 5 mA a 250 V. In entrambi i casi la polarizzazione positiva dell'elettrodo

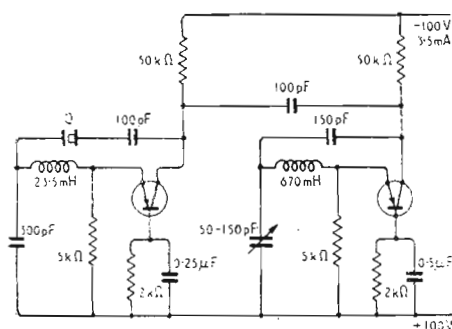



Fig. 12. - Generatore a cristallo a 50 kHz e generatore sincronizzato a 10 kHz.

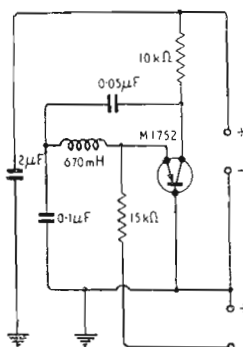



Fig. 13. - Generatore di audio-frequenza utilizzante un transistor a giunzione *n-p-n* tipo M1752 del Bell Telephone Laboratories.

emettitore è ottenuta dalla c.d.p. ai capi del resistore connesso alla base del transistor. Un condensatore bypassa tale resistore.

La fig. 12 mostra un generatore controllato a cristallo a 50 kHz, accoppiato a un generatore operante a 10 kHz. Ove lo si desideri, un terzo oscillatore lavorante a 1 kHz può essere sincronizzato sul generatore a 10 kHz, così da ottenere un campione secondario di frequenza particolarmente compatto. La disposizione suddetta non è molto soddisfacente particolarmente se i generatori a 10 kHz e a 1 kHz devono erogare una potenza di uscita apprezzabile. In tal caso è indispensabile ricorrere ad amplificatori separatori o a qualche tipo di divisore di frequenza a multivibratore.

I transistor utilizzati nei circuiti di cui sopra sono del tipo a contatto. Più recentemente sono stati realizzati transistor a giunzione, per quanto questi ultimi non siano ancora prodotti industrialmente.

Vi sono notevoli diversità nelle caratteristiche dei transistor a contatto o a giunzione. In particolare, l'impedenza di uscita del collettore nel tipo a giunzione è notevolmente più alta e quasi indipendente dalla tensione dell'elettrodo collettore. Le curve caratteristiche tensione-corrente del collettore sono pressochè lineari fino ai valori più bassi. In particolare il transistor a giunzione *n - p - n* tipo M1752 realizzato nei Bell Telephone Laboratories è eccezionale per quanto riguarda il suo funzionamento a livelli bassi. I transistor a giunzione sono superiori agli altri per quanto riguarda la generazione di rumore interno e l'unico svantaggio sembra essere quello di non poter essere impiegati alle radio frequenze più elevate.

La fig. 13 mostra un circuito sperimentale funzionante a 450 Hz. Per un funzionamento efficiente la tensione negativa dell'emettitore deve essere circa tre quarti dell'alimentazione positiva del collettore. In tali condizioni lo stato di oscillazione può aver luogo anche con potenziali del collettore inferiori al volt. (*Trigger*)

Progetti di circuiti con tubi VR (*)

di Raymond C. Miles

I tubi regolatori di tensione trovano largo impiego ogni qualvolta si vogliano ottenere tensioni stabilizzate entro limiti ragionevolmente buoni. Per il progettista, il problema si presenta frequentemente di non facile soluzione. I nomogrammi allegati, il cui impiego è descritto nel corso dell'articolo, facilitano il lavoro di calcolazione.

In Tabella I sono elencati sei dei più noti tubi regolatori di tensione e sono riportate le loro caratteristiche, tra cui la tensione nominale c.c. di funzionamento, E_T, la tensione di alimentazione minima necessaria per assicurare l'innesco, E_F, e i valori massimo e minimo della corrente che assicura buon funzionamento del tubo, $I_{T_{max}}$ e $I_{T_{min}}$, rispettivamente.

La fig. 1 illustra il circuito schematico di un tipico alimentatore utilizzante un tubo VR. La batteria E_S rappresenta la tensione a vuoto della sorgente di alimentazione (solitamente la tensione ai capi del complesso trasformatore - rettificatore - filtro di livellamento). R_S è la resistenza equivalente interna della sorgente di alimentazione (essa comprende l'effettiva resistenza del complesso trasformatore-rettificatore e la resistenza c.c. di qualunque bobina di filtro e di eventuali resistori deliberatamente inseriti nel circuito di alimentazione del tubo VR).

Malgrado la dipendenza di R_S dal valore della corrente (causa la caratteristica non lineare del sistema rettificatore-filtro di livellamento) per i nostri scopi R_S può essere ritenuto costante.

La tensione ai capi del carico R_L (fig. 1) è pari a E_T, in funzione del tubo VR utilizzato, quando il tubo stesso è innescato e funziona regolarmente.

La corrente assorbita dal tubo è indicata con I_T e quella assorbita dal carico alla tensione E_T è indicata con I_L. Nell'analisi che segue, grazie all'ipotesi fatta, si è assunto:

$$R_L = E_T / I_L$$

Affinchè il tubo VR lavori nelle giuste condizioni, devono essere verificate tre relazioni tra le grandezze che appaiono in fig. 1.

Fig. 1

La tensione applicata al tubo VR a riposo deve essere uguale o maggiore del valore minimo E_F richiesto dal particolare tubo scelto. Dal momento che il tubo stesso, prima del suo innesco, può essere considerato come una resistenza infinita, la tensione minima richiesta può essere espressa da:

$$E_S \frac{R_L}{R_L + R_S} > E_F$$

Ma R_L può essere espresso in funzione di E_T e della corrente massima $I_{L_{max}}$ che circola in R_L quando il tubo VR è innescato. Risolvendo rispetto E_S, ne segue che:

$$E_S > E_F + \frac{E_F}{E_T} R_S I_{L_{max}} \quad [1]$$

Tabella I - CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEI TUBI VR

Tipo	OA2	OA3 VR75	OB2	OB3	OC3 VR105	OD3 VR150
E_T [V]	150	75	108	90	105	150
E_F [V]	185	105	133	130	133	185
$I_{T_{max}}$ [mA]	30	40	30	30	40	40
$I_{T_{min}}$ [mA]	5	5	5	5	5	5

(*) *Electronics*, vol. 25, n. 10, pag. 135-137.

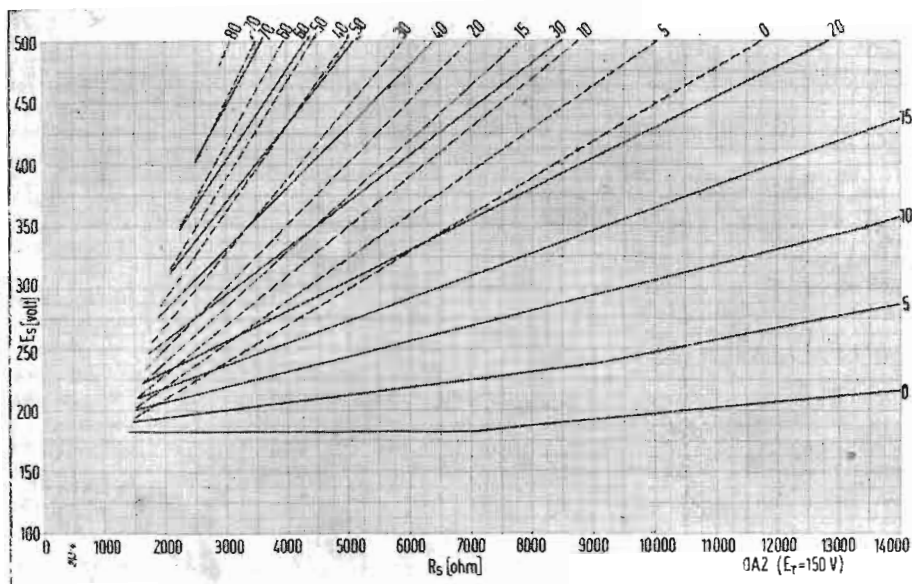



Fig. 2. - Nomogramma per il tubo OA2.

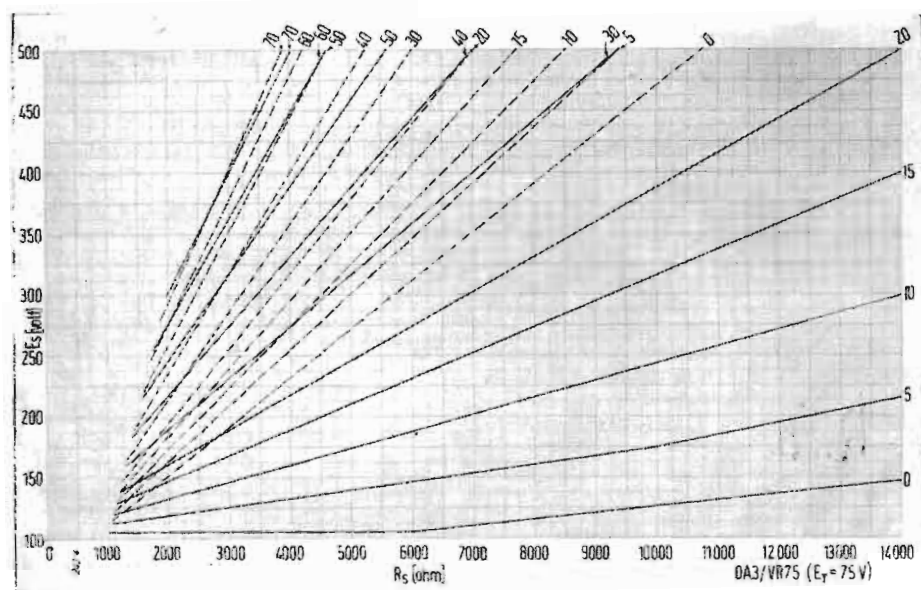



Fig. 3. - Nomogramma per il tubo OA3.

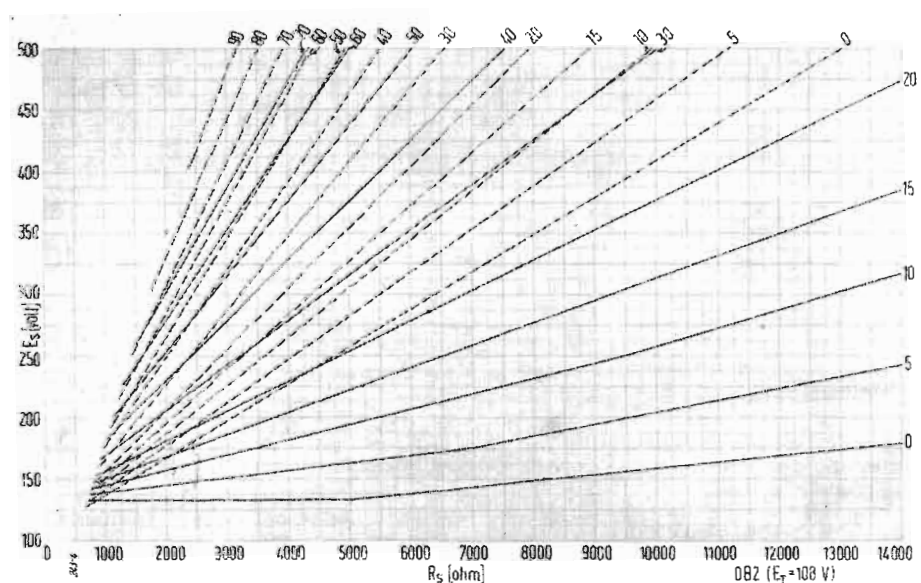



Fig. 4. - Nomogramma per il tubo OB2.

Una volta che il tubo è innescato, la corrente minima nel tubo VR deve risultare uguale o maggiore del valore $I_{T_{min}}$ per il particolare tubo impiegato. La corrente nel tubo risulterà minima in corrispondenza del valore massimo della corrente nel carico. In corrispondenza di questa ultima condizione vale la relazione:

$$E_S = E_T + R_S (I_T + I_{L_{max}})$$

Dal momento che la corrente del tubo VR deve risultare uguale o maggiore del valore minimo $I_{T_{min}}$, la tensione di alimentazione risulta limitata dalla condizione:

$$E_S > E_T + R_S (I_{T_{min}} + I_{L_{max}}) \quad [2]$$

Le relazioni [1] e [2] si riferiscono entrambe al caso di corrente di carico massima e devono essere verificate entrambe in modo da far funzionare il tubo VR nei limiti corretti.

La terza condizione di funzionamento del tubo VR che deve essere verificata si riferisce a $I_{T_{max}}$, valore che non deve essere superato. Per questa condizione è possibile scrivere una relazione simile alla [2] ma per corrente di carico minima e massima corrente nel tubo. Cioè:

$$E_S < E_T + R_S (I_{T_{max}} + I_{L_{min}}) \quad [3]$$

Scelto il tubo VR, i valori circuitali devono soddisfare contemporaneamente le disequazioni [1], [2] e [3].

I nomogrammi riportati nelle figg. 2, 3 e 4 rappresentano le tre disequazioni suddette in una forma conveniente per il progetto di circuiti impieganti i tubi VR.

L'uso dei suddetti nomogrammi può essere facilitato dai seguenti esempi:

Esempio 1. - Usando un tubo OA2 con una tensione di alimentazione di 300 V e una resistenza serie di 5000 ohm, quale è la massima corrente erogabile al carico?

Soluzione: Si segni il punto (sul nomogramma di fig. 2, relativo al tubo OA2) corrispondente a E_S = 300 V e R_S = 5000 ohm e si interpoli tra le linee a tratto pieno. La massima corrente di carico risulta circa 19 mA.

Esempio 2. - Nell'esempio precedente qual'è la minima corrente erogabile al carico?

Soluzione: Per il punto sopra ricercato passa la linea tratteggiata corrispondente a 0 mA. Pertanto la corrente di carico può anche essere annullata.

Esempio 3. Quale è il valore più basso della tensione di alimentazione che può essere usato con un tubo OA3 destinato a fornire 75 V costanti per correnti di carico variabili tra 5 e 20 mA? Quale valore di R_S si richiede?

Soluzione: Si usi il nomogramma di fig. 3. Il minimo valore ammissibile della tensione di alimentazione può essere trovato all'intersezione della linea a tratto pieno corrispondente a 20 mA con la linea tratteggiata corrispondente a 5 mA. A tale punto corrispondono E_S = 152 V e R_S = = 1700 ohm.

Esempio 4. - Nell'esempio 3 quale è il valore nominale più basso della tensione di alimentazione che può essere utilizzato, qualora tale tensione sia soggetta a variazioni comprese entro il ± 5 %? Quale risulta il nuovo valore della resistenza serie?

Soluzione: Il problema può essere risolto per successive approssimazioni. Le variazioni della tensione di alimentazione richiedono una tensione nominale di alimentazione maggiore di quella trovata nell'esempio precedente. In base a tale esempio si assume, in prima approssimazione, una tensione minima di alimentazione di 152 V e una resistenza serie di 1700 ohm. Il valore nominale corrispondente è 152/0,95 = = 160 ohm. Dall'esempio 3 si può vedere che la corrente di carico massima è 20 mA a 152 V e 1700 ohm.

Il valore della tensione massima di alimentazione è 160 × 1,05 = 168 V. Ma in corrispondenza di questa tensione per Rs = 1700 ohm la corrente di carico minima risulta di 15 mA anzichè di 5 mA come desiderato.

In seconda approssimazione, conviene scegliere un valore più elevato di Rs, ad esempio 3000 ohm. Con questo valore, la corrente massima di 20 mA viene fornita quando Es = 188 V. La corrispondente tensione nominale è 188/0,95 = 198 V e la tensione massima è 198 × 1,05 = 208 V. Con 208 V e 3000 ohm, la corrente minima risulta di poco inferiore a 5 mA. Si possono pertanto accettare i valori Es = 198 V nominali e Rs = 3000 ohm.

Esempio 5. - Negli esempi 3 e 4 quale tensione di alimentazione e quale resistenza serie sono richiesti se le variazioni della tensione di alimentazione sono contenute entro ± 10 % del valore nominale?

Soluzione: Con lo stesso criterio dell'esempio 4, la tensione nominale richiesta risulta di 268 V (241 V min e 295 V max). La resistenza serie richiesta è salita a 4900 ohm.

Esempio 6. - Usando un tubo OB2 in un circuito alimentato da una tensione costante di 350 V, quale gamma di regolazione è richiesta nella resistenza serie per ottenere una corrente di carico entro i limiti 0 ÷ 50 mA?

Soluzione: La massima resistenza serie è determinata dalla minima corrente di carico pari a zero mA e può essere determinata con l'ausilio di fig. 4. Risulta 8100 ohm. La minima resistenza serie è determinata invece dalla massima corrente di carico pari a 50 mA. Risulta 3550 ohm.

Esempio 7. - Quale tensione nominale di alimentazione e quale resistenza serie deve essere utilizzata per fornire 108 V con corrente di carico costante pari a 20 mA, usando una OB2 con variazioni di tensione del ± 5 % e tolleranza del resistore serie del ± 10 %?

Soluzione: Per approssimazioni successive. Si assuma una tensione di alimentazione minima di 157 V e una resistenza serie minima di 1000 ohm (valori determinati dalla intersezione delle due linee corrispondenti a 20 mA, nella fig. 4). La massima tensione di alimentazione risulta in tal caso (157/0,95) × 1,05 = 173,5 V e la massima resistenza serie (1000/0,9) × 1,1 = = 1220 ohm.

A 157 V e 1220 ohm la massima corrente di carico è di soli 15 mA. Inoltre a 173,5 V e 1220 ohm la corrente di carico richiesta non risulta disponibile.

In seconda approssimazione, si assuma una tensione di alimentazione minima di 220 V e una resistenza serie minima di 2900 ohm. I valori massimi corrispondenti risultano 244 V e 3540 ohm. Un esame di fig. 4 mostra che con qualsiasi combinazione dei valori massimi e minimi di tensioni e resistenze la corrente di carico minima risulta inferiore o uguale a 20 mA e la corrente di carico massima risulta maggiore o uguale a 20 mA. Tuttavia i corrispondenti valori nominali 232 V e 3220 ohm, possono essere ritenuti soddisfacenti.

Esempio 8. - Due tubi OA2 in serie sono usati per fornire una tensione stabilizzata di 300 V con carichi da 10 a 15 mA. Quale tensione di alimentazione e quale resistenza serie devono essere scelte?

Soluzione: Usando il nomogramma di fig. 2 relativo al tubo OA2, si trova la tensione di alimentazione e la resistenza serie necessarie per fornire la corrente di carico prefissata a 150 V, per ciascun tubo. Tali valori sono 213 V e 1600 ohm, determinati dall'intersezione delle linee corrispondenti al massimo valore (15 mA) e al minimo valore (10 mA). Questi valori devono essere raddoppiati per trovare le condizioni richieste. Si ha 426 V e 3200 ohm.

* * *

Famiglie di curve per altri tubi VR possono essere parimenti disegnate e le curve di figg. 2, 3 e 4 possono essere estese nella zona delle tensioni più elevate. *(Trigger)*

Microfono dinamico a basso costo

di CURZIO BELLINI

Un microfono poco costoso e veramente soddisfacente per gli OM può essere ottenuto impiegando un buon altoparlantino a magnete permanente in alnico V.

E' necessario collocarlo in una custodia metallica, ponendo pure una reticella metallica di schermaggio al fine di non raccogliere ronzii.

Schema del preamplificatore e del collegamento all'altoparlante. *

Lo strumento a "grid dip" tipo Millen e le sue applicazioni (*)

di WALTER S. ROGERS (W1DFS)

La fig. 1 dà lo schema dell'ondametro a « grid-dip » della ditta Millen.

Si tratta di un oscillatore che viene a funzionare su di un numero piuttosto esteso di gamme ed in particolare anche sulle frequenze più alte grazie alle ridotte capacità interelettrodiche ed alle relativamente modeste dimensioni del tubo (9002 tipo miniatura), che consente un breve tempo di transito per il flusso elettronico e un montaggio compatto con collegamenti cortissimi.

Il tipo di oscillatore è il Colpitts. Il jack permette la modulazione di griglia. L'alimentazione è del tipo convenzionale.

La costruzione è semplicissima e pratica. La cassetta è ben saldata e non permette che influenze di campi estranei falsino i risultati delle misure.

Il variabile demoltiplicato convenientemente in modo da consentire anche una rapida lettura è posto di lato ad un tamburo che permette la lettura diretta delle frequenze su tutte le gamme. Esse sono 7 da 1,7 a 300 MHz. E' però prevista pure una gamma per i 225 kHz.

Ad ogni banda corrisponde una bobina coperta in materiale plastico in modo da sottrarla agli agenti esterni.

L'autore si dilunga a dimostrarne l'utilità per la messa a punto di ricevitori TV.

(ing. F. Simonini)

(*) *Radio & Television News*, vol. 44, n. 4, pag. 64.

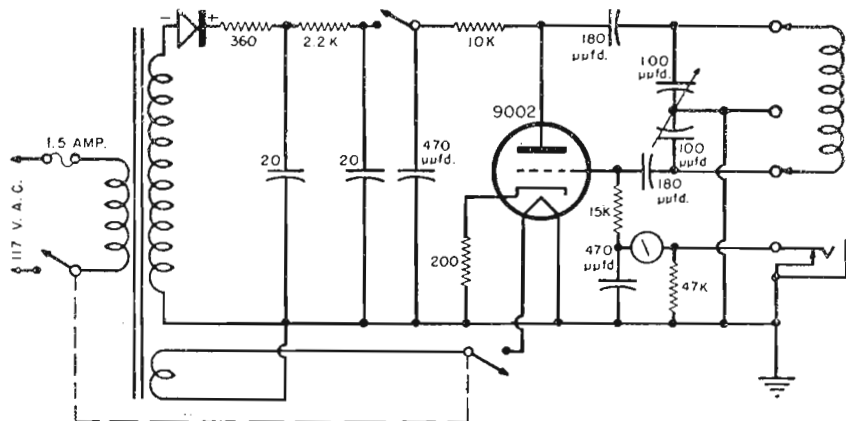



Fig. 1. - Ondametro a « grid dip » tipo Millen.

a colloquio coi lettori

D *E' possibile attraverso le sigle dei tubi militari tedeschi risalire, almeno in linea di massima, alla loro destinazione?*

R La classificazione di tali tubi è stata fatta secondo un razionale criterio, per cui è senz'altro possibile conoscere la destinazione di un tubo qualsiasi attraverso la sua sigla. Tale sistema di classificazione è riportato nella tabella seguente. [*GB*]

TUBI IN DOTAZIONE ALLE FORZE TERRESTRI E NAVALI

Prima lettera	Seconda lettera	I° numero	Terza lettera	II numero
R	*D* = tubo per ultrafrequenze *G* = diodo o rettificatore *L* = tubo trasmittente di potenza *K* = tubo a raggi catodici *V* = tubo amplificatore di tensione	indica la tensione di accensione	*A* = indicatore di sintonia *B* = tubo biplacca *G* = raddrizzatore H = esodo *L* = tubo a modulazione di velocità *M* = magnetron *P* = pentodo *T* = triodo	numero d'ordine

TUBI IN DOTAZIONE ALLA LUFTWAFFE

Prima lettera	Seconda lettera	Numero successivo alla seconda lettera
L	*B* = tubo a raggi catodici *D* = tubo per ultrafrequenze *F* = tubo speciale *G* = diodo o rettificatore *K* = regolatore di tensione *M* = magnetron *S* = tubo amplificatore di potenza per frequenze fino a 500 MHz *V* = tubo amplificatore di tensione per frequenze fino a 500 MHz	Numero d'ordine

D *E' possibile l'impiego di microfoni a carbone su apparati alimentati in alternata, senza essere legati all'impiego della pila, che spesso e volentieri è scarica proprio quando se ne ha bisogno?*

R L'alimentazione del microfono a carbone si può effettuare in svariate maniere senza ricorrere alla classica pila. Riportiamo di seguito gli schemi di 3 sistemi facilmente realizzabili. Col sistema il-

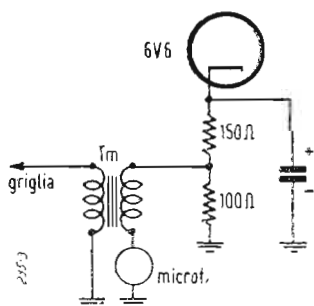



Fig. 1

lustrato in fig. 1 si utilizza la differenza di potenziale presente ai capi della resistenza catodica di un tubo amplificatore BF. Per non alterare sensibilmente le condizioni di lavoro del tubo inserendo ed escludendo il microfono, è bene che la corrente circolante in dette resistenze non sia inferiore a 35 + 45 mA (qualsiasi tubo finale risponde a questa condizione). Se la tensione disponibile è troppo elevata (come spesso accade) si sostituisce la resistenza unica con un partitore avente resistenza complessiva uguale a quella della resistenza primitiva e scegliendo la presa in modo da disporre di una conveniente tensione per il microfono (generalmente da 3 a 8 V).

Lo schema di fig. 2 differisce da quello precedente per il fatto che la tensione per il microfono viene ottenuta inserendo una resistenza di basso valore in serie al ri-

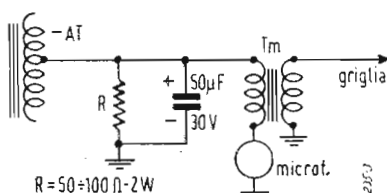



Fig. 2

torno anodico dell'alimentatore generale. In tal caso sarà conveniente porre in parallelo a questa un condensatore di filtro di sufficiente capacità (di solito un catodico da 50 μF è sufficiente).

Il fatto che la tensione così ottenuta sia negativa rispetto a massa non reca alcun inconveniente.

Il sistema illustrato in fig. 3 è assai allettante per la sua semplicità, in quanto viene eliminato anche il traslatore di accoppiamento del microfono, ma la qualità di riproduzione di tale sistema non è eccellente, per cui esso viene usato solo quando lo impongano particolari ragioni di minimo ingombro. Esso richiede però per ottenere i migliori risultati, l'uso di trio-

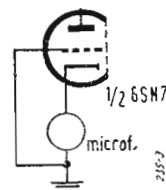



Fig. 3

di a bassa resistenza interna o pentodi adeguatamente collegati (griglia e schermo in parallelo, soppressore al catodo). [*GB*]

* * *

D *Un lettore ci scrive chiedendoci come procedere alla taratura della MF a cristallo del suo BC348.*

R Un procedimento che può essere impiegato in tutti i casi in cui il ricevitore non abbia la media frequenza a selettività variabile è il seguente: col cristallo escluso si porti il generatore di segnali al valore esatto di MF (915 kHz per il BC348 e BC224) e si esegua una prima taratura. Inserito poi il cristallo si sposti leggermente da una varte e dall'altra la frequenza del generatore di segnali fino a trovare un punto in cui il segnale risulti particolarmente rinforzato. Su tale frequenza, che è quella esatta del cristallo, si dovrà eseguire con la massima cura la taratura definitiva. Nel caso specifico del BC348 la regolazione dell'ampiezza della banda passante potrà essere effettuata anche dopo le operazioni di taratura della MF agendo sull'apposito compensatore, accessibile dalla parte inferiore del ricevitore. [*GB*]

* * *

D *Il mio ricevitore tedesco monta valvole RV2P800, un altro le RV2,4P700. Ho ormai finito le valvole e non mi sento molta voglia di continuare con gli accumulatori. Come potrei cavarmela senza massacrare meccanicamente gli apparati?*

R Riteniamo che il suo caso sia di particolare interesse per tutti i possessori di apparecchi tedeschi. E' infatti risaputo che le valvole di oltre Reno sono quanto di più indigesto e scorbutico si possa immaginare quando si tratta di sostituirle con altri tipi più facilmente e sicuramente reperibili (l'ultimo punto può essere superato facendosi una buona scorta di valvole). Per quanto riguarda gli apparati equipaggiati con valvole RV2,4P700, la loro sostituzione con valvole di altre serie è assai laboriosa, in quanto non si sa come evitare il cambio dello zoccolo. D'altro canto ben pochi tipi presentano dimensioni tali da invogliare qualcuno a tentare con successo il lavoro. L'inconveniente delle batterie può essere invece eliminato molto semplicemente: basta sostituire alle RV2,4P700 altrettante RV12P2000 (lo zoccolo e relative connessioni sono identici). I filamenti potranno essere alimentati in alternata (12,6 V); i catodi andranno collegati a massa, mentre si provvederà ad

una tensione fissa di polarizzazione, che si potrà ottenere in modo del tutto convenzionale.

Nel caso invece di apparati impieganti tubi RV2P800, RV12P4000 o tipi di similari dimensioni, la sostituzione si potrà eseguire con tutta facilità e con ampia possibilità di scelta tra i tipi da usare. Si tratta di aprire la cartuccia della valvola (attenzione nel togliere la piastrina che supporta il terminale di griglia!) ed estrarre il bulbo. Ciò fatto si introdurrà in essa la valvola nuova e si eseguiranno i collegamenti ai piedini della cartuccia stessa, avendo cura di rispettare quelle originarie per non dover manomettere il ricevitore. La cartuccia verrà poi chiusa ed introdotta nel suo zoccolo. Seguiranno poi le piccole modifiche relative all'accensione in alternata delle valvole, al collegamento a massa dei catodi ed alla tensione negativa fissa.

Con tale artificio si comprende facilmente che date le dimensioni delle valvole originali tedesche, qualunque tipo di tubo miniatura o Rimlock possa essere vantaggiosamente impiegato. Lo scrivente ha così equipaggiato il proprio ricevitore con tubi RV12P2000, ottenendo così risultati nettamente superiori alle primitive RV2P800. Certamente l'uso di valvole EF41 o 6AK5 avrebbe retto vittoriosamente il confronto con le RV12P2000. *[GB]*

* * *

D *Vorrei sapere se siano stati seguiti particolari criteri nella esecuzione della filatura dei ricevitori BC312 e BC342.*

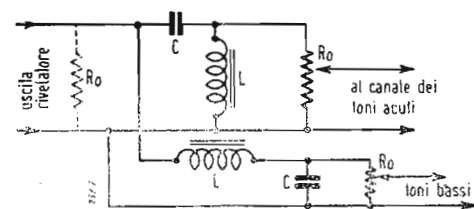
R Ecco la norma seguita nella posa dei collegamenti:

Colore	Impiego
verde	griglie controllo
marrone	griglie schermo
bruno	placche
bleu	catodi
rosso	tensione alimentazione anodica
giallo	C.A.V.
bianco-nero	filamenti (+12,6)
bianco	filamenti, massa (—12,6)

[GB]

* * *

D *Come prelevare il segnale all'uscita dello stadio rivelatore per dividerlo in due canali separarati al fine di eccitare rispettivamente un riproduttore per le frequenze alte ed un riproduttore per frequenze basse?*

R Questa « biforcazione » del canale di bassa frequenza va compiuta ad opera di due filtri molto semplici nel loro schema ma non altrettanto nella loro realizzazione dove va rispettato con scrupolo l'esatto valore dei componenti elettrici.

$$L = R_0 \sqrt{2} / 2 \pi f \text{ (henry)}$$

$$C = 1/2 \pi f R_0 \sqrt{2} \text{ (farad)}$$

x R_0 in ohm e f in erthz

Lo scopo di questi due filtri è quello di separare i due canali sulla frequenza 1000 periodi. A questa frequenza il segnale subisce una attenuazione di 3 dB che è compensata essendo questa frequenza amplificata da entrambi i canali. La frequenza 1000 periodi è scelta quale limite più soddisfacente alle caratteristiche di risposta di frequenza dei riproduttori dei toni bassi e dei toni acuti. Il circuito da realizzare e le formule per il calcolo degli elementi sono qui riportate. *[RB]*

* * *

D *Si possono inviare diversi canali telefonici su di una sola portante radio nello stesso modo praticato nella telefonia in RF su circuiti metallici?*

R Questa possibilità sperimentata già prima dell'ultima guerra ha trovato in questi ultimi anni vasta applicazione e la moderna attività industriale perfeziona continuamente le apparecchiature adibite a questa radiotelefonia multipla più nota forse sotto il nome di « ponti radio ».

In questa tecnica telefonica la linea metallica è sostituita da due portanti a radio frequenza (una per andata ed una per il ritorno) dette anche « cavo Hertziano ».

Alle stazioni terminali sono poste le apparecchiature telefoniche per collegamenti multipli. Le caratteristiche del collegamento radio rimangono quelle classiche delle onde ultra corte e delle microonde, bande queste assegnate a questo servizio. Si avrà perciò una portata ottica da cui la necessità di ripetitori (attivi o passivi); impiego di antenna fortemente direzionali ed ubicate in zone sopraelevate. La larghezza della banda trasmessa è funzione del numero dei canali e di conseguenza l'impiego in ricezione di amplificatori a larga banda. Per la soluzione della simultaneità delle conversazioni telefoniche due sono i metodi oggidì adottati e precisamente:

a) Trasposizione di frequenza
b) Trasmissione di impulsi

Il metodo *a*) è quello classico della telefonia multipla su linea metallica e consiste nel trasportare lo spettro di frequenza telefonico 300÷3400 Hz in zone non udibili quale ad esempio la zona 12.200÷15.400, Hz oppure 16.300÷19.400 Hz e così via. Questo viene ottenuto modulando una sub portante rispettivamente con una frequenza a 12000 Hz o con una frequenza a 16000 Hz. Così trasposte le conversazioni telefoniche vanno a modulare la portante a radio frequenza. Al terminale ricevente dopo una prima rivelazione a radio frequenza si ritrova l'intero spettro telefonico che viene selezionato ad opera di filtri; operando una seconda rivelazione a valle di questi filtri si ripristinano le conversazioni nella loro banda naturale e da questo punto proseguono su circuiti metallici normali. La modulazione delle RF può essere di ampiezza, di frequenza o di fase.

Il metodo *b*) è un metodo prettamente radio e si fonda sul principio di « tastare » periodicamente un certo numero di conversazioni telefoniche che vengono trasmesse per via radio nell'ordine di sucessione. All'arrivo un uguale dispositivo in perfetto sincronismo con la parte trasmittente determina la continuità dei vari circuiti telefonici interessati. La velocità di « tastaggio » è di ottomila volte al secondo (una volta ogni 125 μ secondi) ed il tempo che ogni circuito rimane chiuso è di qualche microsecondo, cosa, questa che permette di tastare un elevato numero di « canali ». Questo metodo comporta come nella tecnica televisiva la trasmissione di un segnale di sincronismo che ha il compito di assicurare la contemporaneità di chiusura di un determinato circuito in maniera costante nel tempo.

Gli impulsi elementari possono modulati in vario modo e precisamente:

1) Impulsi modulati in ampiezza (P.A.M.).
2) Impulsi modulati nel tempo (P.T.M.).
3) Impulsi modulati in posizione (P.P.M.).
4) Impulsi modulati a codice (P.C.M.).

La modulazione di maggior impiego è quella di posizione (P.P.M.) in virtù dell'elevato rapporto segnale-disturbo che ne deriva.

Lo spazio di questa rubrica non consente una trattazione più dettagliata di questa tecnica; rammentiamo però ai nostri lettori che la nostra Rivista ha più volte descritto apparecchiature in esercizio ed i principi seguiti da queste, inoltre tutti gli articoli interessanti le microonde, le antenne, i dispositivi di commutazione elettronica e amplificatori a larga banda rivestono particolare interesse a chi desidera approfondire la propria conoscenza in questo campo. *[RB]*

Quale assiduo lettore della vostra Rivista mi permetto chiedervi, per favore, delucidazioni in merito all'installazione di un'antenna per televisione che alimenti gli apparecchi di un palazzo (30 appartamenti circa). Quale sistema viene usato? Il sistema di resistenza per adattamento d'impedenza oppure un amplificatore a larga banda passante?

U. La Rosa - Genova

Del problema da Lei prospettato è stato già trattato nei numeri 4 e 5 dello scorso anno de « l'antenna ».

Possiamo comunque confermarle che nel caso suo attuale di un impianto d'antenna centralizzata per 30 utenti sarà conveniente adottare un'antenna a 2 elementi per una distanza non oltre 5 km dal trasmettitore, ovvero a 3, 4, 5 elementi (Yagi) se a distanza rilevante, che alimenta un amplificatore a radio frequenza (booster) provvisto di due uscite separate.

Ciascuna di tali uscite alimenterà una discesa in doppio cavo coassiale simmetrica (150 ohm) destinata a servire una colonna di 15 utenti. Avrà pertanto due colonne di 15 utenti ciascuna.

Ciascun utente si deriverà dalla discesa pel tramite di scatole di derivazione con attenuatore resistivo ad H costituito da due resistenze da 1000 ohm staccantesi dalla linea 150 Ω, chiuse all'altro estremo su una resistenza da 500 ohm, dalla quale si staccherà la linea bifilare in piattina 300 ohm, di collegamento col televisore.

La discesa 150 ohm sarà collegata alla sua estremità inferiore a due coppie di attenuatori ad H in parallelo aventi resistenze da 500 ohm in luogo di 1000 ohm come sopra indicato: da tali attenuatori si staccheranno i due ultimi utenti.

Abbiamo già pubblicato in varie riprese su « l'antenna » schemi di circuiti di « booster » ad una sola uscita.

Per ottenere una seconda uscita amplificata occorrerà disporre un'altra valvola amplificatrice con la griglia in parallelo con quella già esistente.

Sarà opportuno prevedere un'impedenza di uscita di 150 ohm ottenuta preferibilmente da uno stadio con uscita catodica: vi saranno pertanto due distinti stadi con uscita catodica alimentati da un'unica amplificatrice comune.

Il circuito « cascode » è ottimo per queste applicazioni.

* * *

Il mio televisore (americano G.E.) ha funzionato ottimamente sino ad ieri sera. Oggi nel rimetterlo in funzione, il tubo catodico rimane spento e non ottengo più il quadro d'immagine. E' possibile che il tubo si sia bruciato?

A. Villa - Milano

Potrebbe anche essere il tubo fuori servizio. Però prima di giungere a tale spiacevole conclusione veda di fare alcune prove.

Anzitutto provi a staccare lo zoccolo del tubo catodico, rimettendolo dopo aver accuratamente ripuliti e raschiati tutti i piedini del tubo: in molti casi dopo questa operazione il tubo ha ripreso a funzionare.

Faccia poi controllare da un tecnico se vi è l'alta tensione anodica (è sufficiente toccare con un cacciavite dal manico isolante il terminale ad alta tensione sul bulbo del tubo catodico: se scocca una scintilla, tutto è a posto). Nel 90 % dei casi il mancato funzionamento del tubo proviene da avaria della valvola amplificatrice finale di deflessione di riga (che genera altresì l'alta tensione) o della valvola raddrizzatrice dell'alta tensione. Sono queste due valvole, la 6BQ6 ovvero 12BQ6 e la 2X1A, molto soggette ad avarie.

* * *

Durante il funzionamento del mio televisore (che marcia regolarmente da oltre tre mesi) l'immagine è improvvisamente scomparsa pur restando il quadro luminoso del tubo catodico: il « suono » ha continuato a funzionare regolarmente. A cosa devo attribuire tale inconveniente?

G. Regis - Torino

E' molto probabile un'avaria al rivelatore « video » (cristallo o diodo) od allo stadio (o « stadi » se ve n'è più di uno) amplificatore « video ». Provi dapprima la sostituzione delle relative valvole (generalmente 6AT7 o 12AT7) e diodo al germanio o 6AL5. Se l'inconveniente permane occorrerà procedere ad una verifica degli elementi (resistenze e condensatori) circuitali per trovare quello o quelli avariati.

Comunque non si tratta di un inconveniente grave.

* * *

Mi è stato detto che l'osservazione dello schermo televisivo provoca una stanchezza pericolosa degli occhi. E' vero questo?

Anche il cinema provoca una certa stanchezza visiva: però non è affatto pericolosa. Comunque la stanchezza visiva può ridursi grandemente con un razionale e giudizioso uso del televisore. Anzitutto occorre sempre ridurre la luminosità dello schermo al minimo indispensabile per una confortevole visione: una eccessiva luminosità con violenti contrasti di « bianchi » superluminosi nuoce all'estetica dell'immagine ed all'occhio che vede uno sfarfallio sgradevole ed affaticante.

Naturalmente la luminosità dello schermo dovrà essere in relazione alla luce ambientale. Minore è l'illuminazione ambientale e minore può essere la luminosità dell'immagine TV.

Comunque, anzichè osservare l'immagine al buio completo, è consigliabile tenere accesa una modesta luce diffusa (che non si rifletta però sullo schermo del televisore): ciò renderà l'osservazione più piacevole e stancherà gli occhi molto meno che al cinema.

Un ultimo consiglio: non stare mai molto vicino allo schermo TV. Una distanza minima di un metro e mezzo o due metri, deve essere rispettata.

Voi potete fondare un "Radar-Club"

Raccogliendo l'appello lanciato sin dal 1950 dall'ing. A. Banfi per la creazione di un club tele-video-amatori ed il desiderio di molti lettori e amici di riunire in un'unica attività i due settori dei « Cine-clubs » e « Tele-clubs » ci è stata suggerita l'idea di fondare dei « Radar-Clubs » nei quali queste due attività possano sempre più svilupparsi, collaborando insieme.

Questi « Radar-Clubs » riuniscono gli amatori del cinema colle loro proiezioni di films culturali, didattici, documentari di tecnica, di arte, di lavoro, ecc., gli amatori che effettuano le loro riprese cinematografiche e le persone desiderose di seguire anche gli sviluppi della televisione.

Particolarmente oggi questo settore è in fase di continuo sviluppo e miglioramento, sia nel campo della ripresa, come in quello della ricezione.

Naturalmente non tutti hanno la possibilità economica di impegnare una somma non indifferente per l'acquisto di apparecchi riceventi, per cui, riunendo le loro disponibilità finanziarie, possino dar vita al « Radar-Club » e provvedere all'acquisto del televisore.

Inoltre questo permette di assistere, in compagnia, alle trasmissioni televisive, discuterne i pregi, i difetti; suggerire nuove idee, nuovi orientamenti a coloro che della TV sono direttamente interessati.

Vi è la possibilità di far rientrare questa attività nel campo culturale e di studio, di ottenere notevoli benefici sia per la disponibilità delle pellicole che per le tasse di abbonamento alla TV, che saranno applicate col 1° gennaio 1954.

E' possibile, durante le riunioni della settimana, effettuare dei programmi misti cinema-TV, scegliendo dai programmi televisivi qualche particolare trasmissione educativa, accompagnandola poi con dei films sullo stesso argomento.

Siccome siamo agli inizi, è facile dare un incremento notevole al « Radar-Club » invitando a queste riunioni amici, conoscenti, particolarmente studenti, che possono diventare i migliori propagandisti ed i più attivi partecipanti, perchè è possibile che da loro si formino gli artisti, gli operatori, i soggettisti e i registi di domani.

Il « Radar-Club » si deve, naturalmente, anche adeguare all'importanza della città o del paese nel quale sorge, tenendo calcolo delle occupazioni e delle possibilità dei suoi aderenti, la personalità dei suoi animatori, la necessità di creare diverse dipendenze in relazione alla estensione territoriale della zona.

A voi sta la scelta della formula migliore e che si adatti di più alla vostra zona.

I professori possono organizzarvi delle riunioni educative per gli alunni e delle sedute, destinate ai genitori.

Tutti i vari club saranno collegati in una « Associazione Italiana Radar » che avrà la sede provvisoria in Milano, piazza Cavour, Torre Svizzera e che già fin d'ora può fornirvi delle buone facilitazioni sul prezzo di acquisto degli apparecchi televisivi, sul noleggio delle pellicole cinematografiche, assicurarvi una adeguata assistenza tecnica.

Una cosa importante che si prefigge l'Associazione è di stabilire dei contatti cordiali fra la TV e le case di noleggio, da una parte, e gli spettatori dall'altra, affinchè le trasmissioni televisive possano soddisfare gli uni e gli altri.

Inoltre nella schiera degli aderenti ai « Radar-Clubs » troveremo senz'altro degli ottimi passoridottisti che potranno, attraverso l'associazione, presentare alla TV le migliori pellicole realizzate e da questa televisionate anche agli altri soci, residenti nei punti più disparati della nostra penisola.

Questo non è possibile se i telespettatori non sono associati fra di loro ed è per questo che si domanda la loro adesione all'Associazione stessa.

Gli stessi problemi che più sopra abbiamo accennato, interessano anche coloro che hanno il proprio apparecchio ricevente a casa e la loro macchina da ripresa e da proiezione.

Praticamente sono gli stessi quesiti che si presentano a tutti: dove trovare le migliori pellicole per le riprese in bianco e nero o a colori, come farle sviluppare, come sonorizzarle, come effettuarne il montaggio.

L'installazione di un'antenna ricevente può dar luogo a discussioni col padrone di casa, il passaggio di automobili disturba la ricezione del vostro apparecchio, le trasmissioni dei dilettanti interferiscono il canale TV, l'antenna non dà il rendimento che dovrebbe; queste ed altre cose ostacolano la normale ricezione.

Queste e tante altre cose possiamo risolvere e fare insieme, nell'interesse comune.

Scriveteci a Milano - Piazza Cavour - Torre Svizzera.

A. Rusconi

LUIGI BASSETTI

DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO

Italiano-Inglese **Inglese-Italiano**

Questo volume raccoglie, in circa 300 pagine di fitta composizione tipografica, tutte le abbreviazioni, i simboli, i vocaboli della letteratura radiotecnica anglosassone; le tabelle di conversione delle misure inglesi non decimali nelle corrispondenti unità metriche decimali (pollici, pollici quadrati, mils, mils circolari, spire per pollice, spire per pollice quadrato, piedi, piedi quadrati, piedi per libbra, ecc.); le tabelle di conversione delle unità di misura del lavoro, della potenza e della pressione; le tabelle di conversione dei calibri dei conduttori di rame del sistema inglese ed americano (gauges) nel sistema metrico decimale, ecc. E' un volume veramente indispensabile ai tecnici, agli studiosi, agli amatori, a tutti coloro che anche saltuariamente si trovano a contatto con pubblicazioni tecniche anglosassoni.

Volume di 276 pagine formato 10,5×15,5, legato in cartoncino con sovracoperta a colori . . . . L. **900**

N. CALLEGARI

RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO

Trattazione organica delle nozioni necessarie alla progettazione e al calcolo dei circuiti radio e degli organi relativi.

Questa opera, di 368 pagine, con 198 illustrazioni costituisce uno degli sforzi più seri di coordinazione e di snellimento della materia radiotecnica.
L'Autore, noto per lo spiccato intuito didattico ed esplicativo in precedenti pubblicazioni quali: « Onde corte ed ultracorte » e « Valvole Riceventi » ha saputo rielaborare a fondo il complesso di nozioni teoriche e pratiche relative ai circuiti e agli organi principali e darci un'opera originale che si stacca nettamente dai metodi di trattazione sin qui seguiti e nella quale ogni argomento, trattato con senso spiccatamente realistico e concreto, appare per così dire incastonato in una solida intelaiatura didattica razionale.
L'Autore si è preoccupato di non lasciare domande insolute, di arricchire lo sviluppo di ciascun argomento con un complesso di dati pratici e di grafici, in modo che sia evitata al lettore la pena di dover consultare un grande numero di libri, sovente stranieri, per trovare la risposta ad un proprio quesito.
Completano il testo un accurato riepilogo di fisica e di matematica ed una vasta raccolta di nomogrammi che consentono di risolvere praticamente in pochi minuti, complessi calcoli.
Quest'opera, destinata a divenire fondamentale nella nostra letteratura radiotecnica, costituirà sempre un valido ponte per il passaggio dalla preparazione scolastica alle esigenze concrete della tecnica.

Volume in 8°, di 368 pagine, formato 160×215 mm., con 198 illustrazioni e numerose tabelle, legato in cartoncino. Edizione 1950 . . . . L. **1500**

G. A. UGLIETTI

I RADDRIZZATORI METALLICI

Teoria - costruzione - applicazioni

I raddrizzatori metallici, cenno storico, considerazioni teoriche, i semiconduttori, raddrizzatori elettrolitici all'ossido di alluminio, raddrizzatori colloidali, raddrizzatore alla « thyrite », raddrizzatori di volume, raddrizzatori a punta e cristallo, raddrizzatori a contatto, raddrizzatori ad ossido di piombo, raddrizzatori al solfuro di rame, raddrizzatori ad ossido di rame, raddrizzatori al selenio, raddrizzatori al germanio, teoria del raddrizzatore a strato di sbarramento.
Costruzione, dimensione delle cellule, montaggio delle cellule, classificazione delle cellule, invecchiamento, efficienza, fattore di potenza, capacità, resistenza diretta e inversa, regolazione, autoformazione, temperatura di funzionamento, raffreddamento forzato ad aria, raffreddamento in olio, calcolo dei circuiti raddrizzatori, installazione dei raddrizzatori, applicazioni.
E' il primo libro, in Italia, che tratta in modo esauriente e completo la materia.

Volume in 8°, di VIII-230 pagine, formato 170×240 mm. con 80 illustrazioni, legato in cartoncino con sopracoperta a colori. Edizione 1951 . . . . . . L. **700**

EDITRICE "IL ROSTRO" - MILANO (228) - **VIA SENATO, 24** - c. c. p. 3/24227

Richiedete il listino compelto delle nostre pubblicazioni

Sconto speciale del 10% agli abbonati a **l'antenna**

Mod. 561 RGL - Supereterodina a 6 valvole - 5 gamme d'onda, 2 medie, 3 corte - Grande scala - Mobile in radica extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza d'uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 90x85x57 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

Mod. 560 - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 3,5 Watt indistorti - Ingombro: 60x34x23.

Mod. 352 - Supereterodina 5 valvole - 3 gamme d'onda, 1 media, 2 corte (Banda 25-M, Banda 50-M) - Mobile in Mellamina in colori diversi - Potenza di uscita 1,7 W. - Dati di ingombro: 29x18x11.

Mod. 560 RGL - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - 2 altoparlanti - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 80x75x40 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

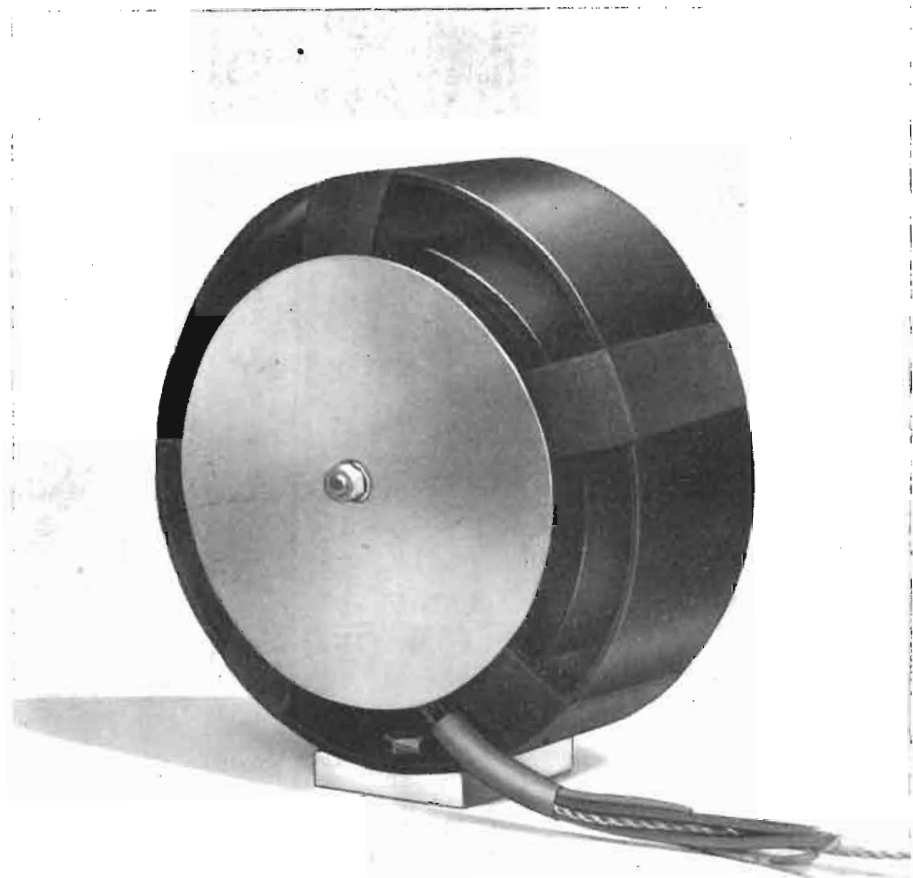
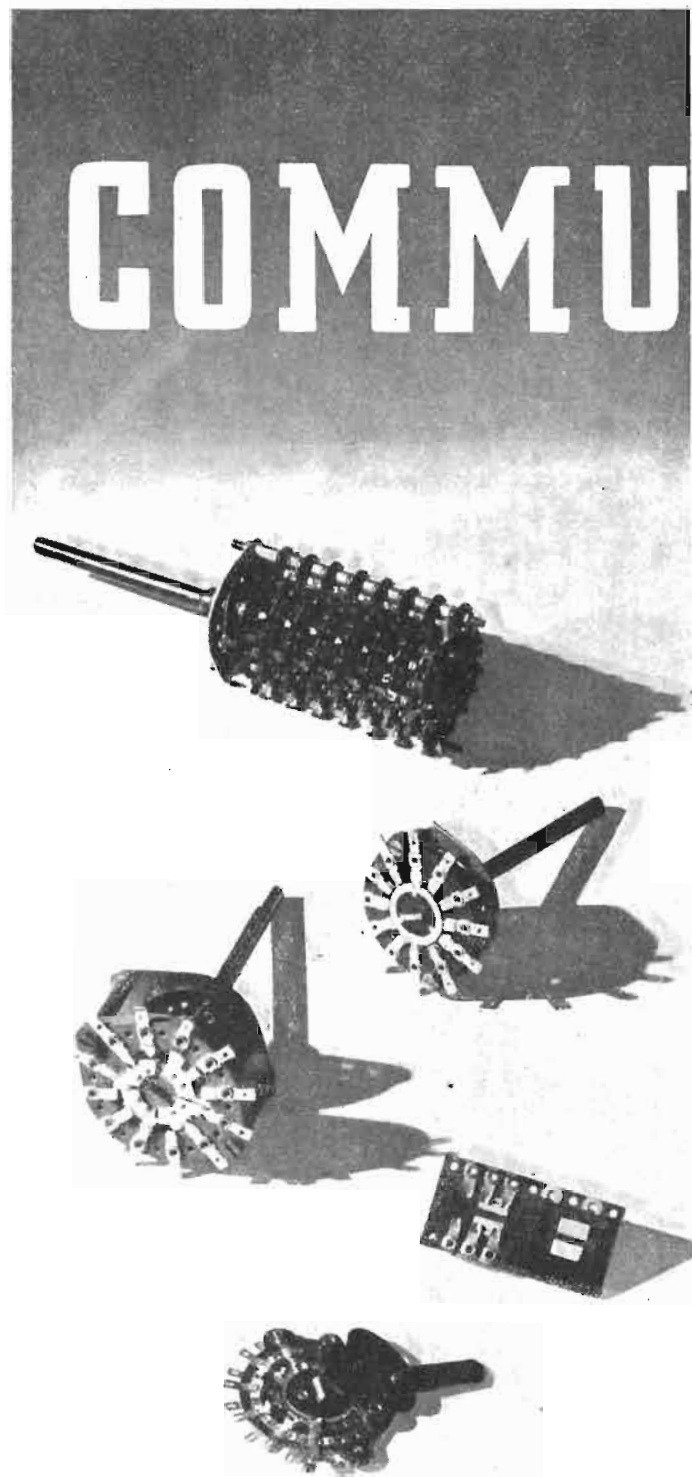
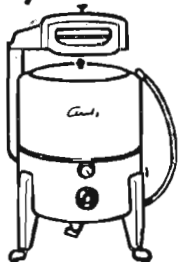
VICTOR

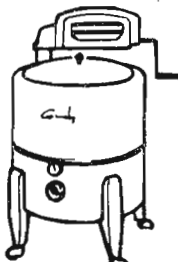
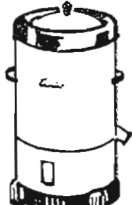
RADIO E TELEVISIONE

PRODUZIONE 1953

erre erre s. r. l.
VIA COLA DI RIENZO, 9
MILANO - TELEF. 470.197 - Uff.
474.625 - Lab.

Laboratori Ing. G. FIORAVANTI

Via Soffredini, 43 - **M I L A N O** - Telefono 283.903

IL TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE IDEALE PER TELEVISIONE, A NUCLEO AVVOLTO TORICO, CON ANELLI E DISCO DI GUARDIA PER L'ELIMINAZIONE DI FLUSSI DISPERSI ELETTRICI E MAGNETICI, A BOBINE MULTIPLE, CON BOBINE SECONDARIE DISTINTE DALLE PRIMARIE E QUINDI DA ESSE DISACCOPPIATE ELETTROSTATICAMENTE.

due modelli della produzione DUCATI radio
RR 2352 SERIE A.N.I.E.
supereterodina
5 valvole Rimlock
2 gamme d'onda
L. 29.000
RR 1350
supereterodina
5 valvole miniatura
onde medie
alimentazione in c.a. e c.c.
L. 21.900
DUCATI
DUCATI
BOLOGNA

lavabiancheria-asciugabiancheria

Candy

4 modelli per tutte le necessità

Lava Kg. 3,5
L'ideale
per ogni famiglia

Lava Kg. 4,5
Necessaria alle
famiglie numerose

Lava Kg. 7
Per comunità
alberghi, collegi ecc.

Asciuga Kg. 4
In 10 minuti
la vostra biancheria
è asciutta

officine meccaniche Eden Fumagalli - monza

RIVENDITORI RADIO ED ELETTRODOMESTICI

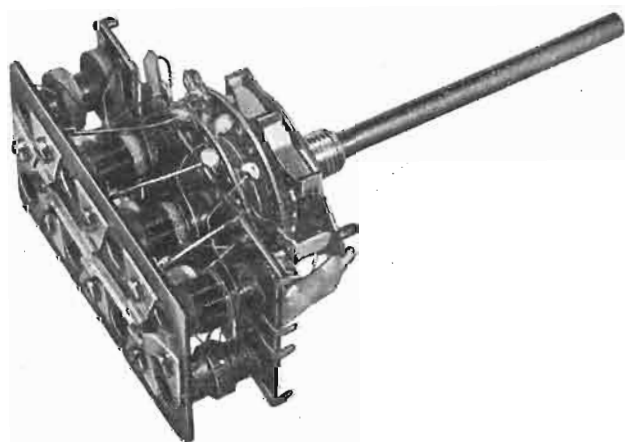
CHIEDETE CATALOGHI E PREZZI ALLE

OFFICINE MECCANICHE EDEN FUMAGALLI - MONZA - Via Campanella 12 - Tel. 3856

Il mercato radio odierno richiede buoni apparecchi a prezzi convenienti, per contribuire a tale risultato

la VAR

offre ai costruttori la sua produzione di componenti A.F. e M.F. serie 600 progettati espressamente per riunire una buona qualità, un piccolo ingombro e un basso costo.

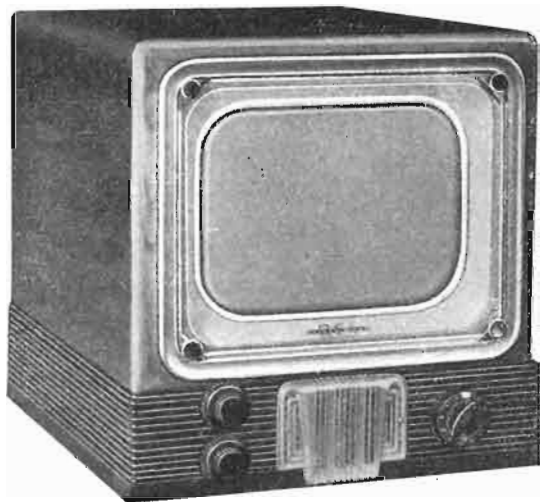
La serie 600 comprende gruppi di Alta Frequenza da 2 a 7 gamme per qualsiasi tipo di valvola convertitrice e relativi trasformatori di Media Frequenza.

Gruppo 4 gamme A604
Gruppo 2 gamme A624

RADIOPRODOTTI

MILANO Via Solari, 2
Tel. 48.39.35

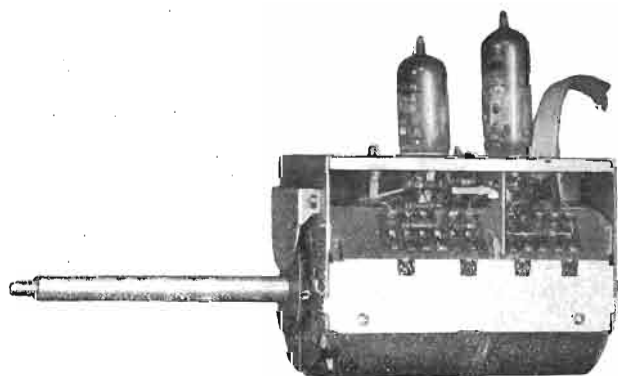
RADIO CORPORATION OF ITALY

VOGHERA • VIA DEL POPOLO, 23 • TELEFONO 41.15

LA SUPREMAZIA NELLA TECNICA MODERNA

Mod. 1421

Mod. 1721

- Trasformatore d'alimentazione a frequenza 42/50
- Tensione: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 - 240
- Gruppo ad alta frequenza con tamburo rotante a 6 canali
- Valvole e cinescopi PHILIPS

GRUPPO ALTA FREQUENZA PER TV

CANALI:

1,	da	61	a	68	Mc/s
2,	da	81	a	88	Mc/s
3,	da	174	a	181	Mc/s
4,	da	200	a	207	Mc/s
5,	da	209	a	216	Mc/s

Adatto al funzionamento per M. F. da 20/27 Mc.

Valvole PHILIPS: EF80 - ECC81

I gruppi R. C. I. sono in vendita presso i migliori grossisti e rivenditori

I PANGAMMA AM/FM

IMCARADIO - (Alessandria)

Tre modelli (un midget - due radiofoni) sono in produzione e in vendita

Il Pangamma Mod. IF 121 Midget (Foto Porta)

Vis
RADIO

Macchine bobinatrici per industria elettrica

Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

NUOVO TIPO AP9 p.
per avvolgimenti a spire incrociate e progressive

VENDITE RATEALI

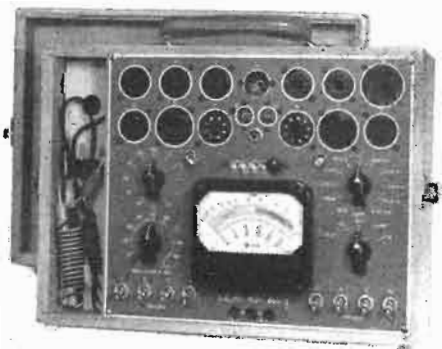
Via Nerino 8
MILANO

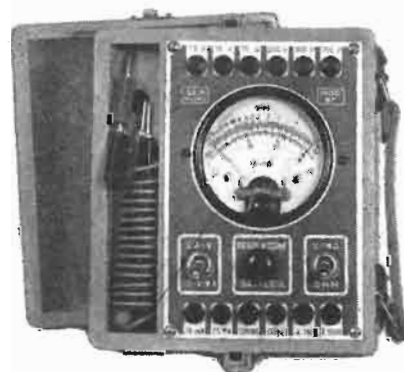
ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Nerino 8 (Via Torino) - Telefono 803-426

STRUMENTI E APPARECCHIATURE RADIO ELETTRICHE DI MISURA

L. TRAVAGLINI

VIA CARRETTO, 2 - **MILANO** - TELEFONO 66.62.75

Sconti speciali in occasione della FIERA DI MILANO

P. V. ANALIZZATORE Mod. 805/3
Possibilità di esame di tutte le valvole europee e americane. Analizzatore da 4.000 o 10.000 OHM/VOLT - Ohmetro fino a 5 MEGAOHM

ANALIZZATORE Mod. 601/1
10.000 OHM/VOLT cc. e ca.
5 portate voltmetriche cc. e ca. da 10 e 1.000 Volt - 5 Miliamperometriche da 100 microamper a 500 miliamper cc. - Ohmetro in 3 scale da 1 ohm a 5 Megaohm

ANALIZZATORE Mod. 97
Sensibilità 1.000 Ohm/Volt Volt cc. e ca. 7,5 - 15 - 75 - 150 - 300 - 750 - Ma. cc. 7,5 - 75 - Ohm 5.000 e 500.000

Riparazioni accurate - Preventivi e listini gratis a richiesta

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

TV
COMMUTATORI STEATITE
SERIE 3000
MF
Il prodotto di classe
è una garanzia
LARIR S. R. L.
MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Tel. 79.57.62/63